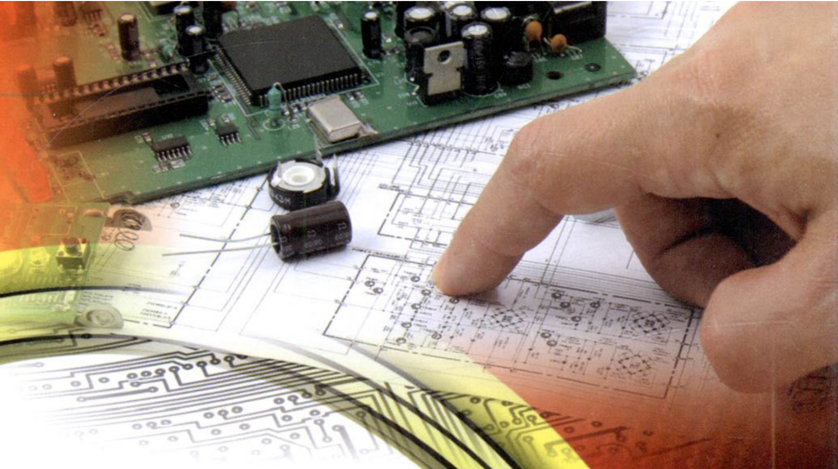


第2版

新型开关电源典型电路设计与应用

赵同贺 等编著

三分理论，七分实践，**解析**开关电源**设计关键**

经典电路，专家经验，**提升**开关电源**设计能力**

机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

LANZAROTE Caliente.com

新型开关电源典型电路设计与应用

第 2 版

赵同贺　等编著

机 械 工 业 出 版 社

本书从“一个选择”、“两个转换”、“三个设计”开始，围绕电路设计、元器件计算，对每个章节里的电路原理图进行了较为全面的定性分析，还对一些主要元器件做了定量分析计算，尤其是对变压器的设计，推算出了六种计算占空比的公式，每种公式依据电源的结构形式而定。根据结构形式和设计理论，结合国内外最新发展动向与新型集成电路的控制技术原理，对元器件的选用、各种电源的结构形式和电源的拓扑结构做了示范性的演示，并对开关电源高频变压器的计算方法和电源的原理做了详细的分析。

本书对通信、军工、家电、医疗、工业控制、交通运输等领域的开关电源设计人员有很高的参考价值，也可供高等院校相关专业师生阅读。

图书在版编目（CIP）数据

新型开关电源典型电路设计与应用/赵同贺等编著. —2 版. —北京：机械工业出版社，2015. 6

ISBN 978-7-111-49915-2

Ⅰ. ①新…　Ⅱ. ①赵…　Ⅲ. ①开关电源-电路设计　Ⅳ. ①TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2015）第 072595 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号　邮政编码 100037）
策划编辑：闾洪庆　责任编辑：闾洪庆　责任校对：张晓蓉
封面设计：陈　沛　责任印制：李　洋
三河市宏达印刷有限公司印刷
2015 年 5 月第 2 版第 1 次印刷
184mm × 260mm · 21.75 印张 · 537 千字
3001 — 4000 册
标准书号：ISBN 978-7-111-49915-2
定价：68.00 元

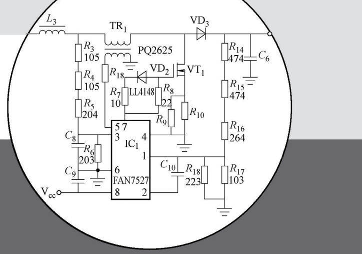
凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务
服务咨询热线：010-88361066
读者购书热线：010-68326294
　　　　　　　010-88379203

网络服务
机 工 官 网：www. cmpbook. com
机 工 官 博：weibo. com/cmp1952
金 书 网：www. golden-book. com
教育服务网：www. cmpedu. com

封面无防伪标均为盗版

前言



开关电源的用途十分广泛，它是一门新型的综合技术，是由电子技术、材料技术、机械金属工艺学以及电磁辐射传导理论相结合的一门综合前沿科学。

近年来，随着市场需求不断扩大，对电源的技术要求越来越高，一些高可靠性、高效率、高频率、高功率密度、高功率因数的新型电源不断涌现。在这种高要求的推动下，随之出现了新的电磁材料、新的转换变换技术、新的电子元器件、新的控制理论以及新的运行软件。这样，就要求广大电源研发人员在新的环境下，要有效、快速地开发出新的电源产品。但是开发的新产品能否具有好的电磁兼容性、高的功率因数、高的功率密度，是否能快速生产成型，这是广大电源生产工作者所奋斗的目标。

开关电源所要的输出低电压、大电流是目前电源领域内一项难度很大的课题之一，快速准确地计算电源各项技术参数也无章可循。

我们知道，开关电源的产品从表面上看比较简单，理论上也不太深奥，但是要开发出各项指标都合格的电源是比较难的，说它难不是技术水平不够，而是许多元器件的质量参差不齐，技术参数分散性很大，有很多元器件有太多的不确定性因素，技术参数也不易测试，再加上图样上标注的元器件参数不精确等，很难研发出高质量的产品，如开关电源的高频变压器磁心就有很多隐含参数，单从一种方法计算变压器参数很难做出合格的高质量的产品；再如，电能磁能的转换是不能测量的，所以说研发开关电源是“三分理论，七分实践”。

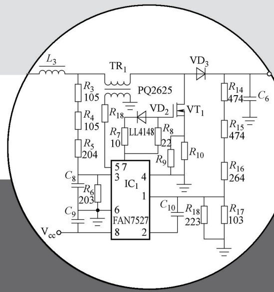
本书是理论与实践的结合。内容从“一、二、三”开篇，以研发开关电源的程序步骤结束，全书共分七章，围绕“选用”、“转换”、“设计计算”展开，“一”就是一个元器件选择，它包括元器件的工作原理、选用原则；“二”是两个转换，即是脉冲调制转换和功率因数转换，一个电源没有这两个转换就不是开关电源；“三”是三个设计，分别是电路设计、变压器设计、印制电路板设计。本书浅显易懂，没有繁琐复杂的计算公式，内容丰富，深入浅出，对电路原理图不但进行了定性分析推断，而且对很多元器件做了定量分析计算，这样在电源的研发过程中为有效地判断处理原理图上的错误寻求到依据，为某些不正确的参数找到修正错误的方法，避免在电源通电时出现看不见、摸不着的问题。本书尤其是对高频变压器的设计计算用了多种方法进行核定，避免了对变压器采用一种方法计算甚至不计算而盲目模仿开发导致失败的危险。本书还叙述了如何把原理图转换为 PCB 图避免在原理图上因连线繁琐出现错误，以及如何快速有效地制作 PCB。

本书对开关电源研发工程技术人员有很高的参考价值，也可供高等院校相关专业的师生阅读。本书主要由赵同贺编著，参与编写的还有刘军、王通、王娟、薛素云、李晓芳、李传光、薛鸿德、赵丹丹、吴慎山、吴东芳、薛迪强、薛迪胜、薛迪庆、薛彬、齐福存、杨桂玲、李建军、马备战、陈军、刘春娥等。

由于时间仓促，书中难免存在疏漏和不妥之处，敬请读者批评指正。

作　者

目录



前言

第 1 章　开关电源单元电路工作原理 ········ 1

1.1　开关电源设计要求和原则 ······················ 1

1.1.1　反激式电路设计要求和原则 ············ 1

1.1.2　正激式电源设计要求和原则 ············ 3

1.1.3　半桥式电源设计要求和原则 ············ 5

1.1.4　全桥式电源设计要求和原则 ············ 6

1.1.5　推挽式电源设计要求和原则 ············ 8

1.2　开关电源单元电路工作原理 ················ 8

1.2.1　整流电路 ··· 8

1.2.2　输入低通滤波电路 ······················ 12

1.2.3　峰值电压钳位吸收电路 ················ 12

1.2.4　功能转换快速开关电路 ················ 13

1.2.5　输出恒流、恒压电路 ··················· 14

1.2.6　PFC 转换电路 ···························· 15

1.2.7　PWM 转换电路 ··························· 17

1.2.8　开关电源保护电路 ······················ 21

1.2.9　开关电源软启动电路 ··················· 28

1.3　开关电源电路设计理论 ······················ 30

1.3.1　开关电源控制方式设计 ················ 30

1.3.2　低通滤波抗干扰电路设计 ············ 32

1.3.3　整流滤波电路设计 ······················ 36

1.3.4　整流二极管及开关管的计算选用 ··· 39

1.3.5　开关电源吸收回路设计 ················ 41

1.4　开关电源多路输出反馈回路设计 ·········· 42

1.4.1　多路输出反馈电阻的计算 ············ 42

1.4.2　多路对称型输出的实现 ················ 44

1.4.3　多路输出变压器的设计 ················ 45

1.4.4　设计多路输出高频变压器的注意事项 ·································· 45

1.5　恒功率电路的设计 ···························· 47

1.5.1　恒流、恒压的工作原理 ················ 47

1.5.2　电流控制电路设计 ······················ 48

1.5.3　电压控制电路设计 ······················ 48

1.5.4　反馈电压的计算 ························· 49

1.6　SG6858 恒功率控制电源实例 ·············· 49

1.6.1　SG6858 电路的工作原理 ·············· 50

1.6.2　SG6858 恒功率电路的参数计算 ······ 51

1.7　输出电路设计 ·································· 53

1.7.1　高频阻容吸收回路设计 ················ 53

1.7.2　滤波电感的计算 ························· 53

1.7.3　输出滤波电容的计算 ··················· 54

1.7.4　光耦合器降压电阻的计算 ············ 54

1.7.5　误差放大器频率补偿的计算 ········· 55

第 2 章　开关电源元器件的特性与选用 ··· 56

2.1　功率开关晶体管的特性与选用 ············ 56

2.1.1　MOSFET 的特性及主要参数 ········· 56

2.1.2　MOSFET 驱动电路及要求 ············ 57

2.1.3　绝缘栅双极型晶体管（IGBT）的特性及主要参数 ························ 58

2.1.4　IGBT 驱动电路 ·························· 59

2.1.5　晶体管的开关时间与损耗 ············ 60

2.2　软磁铁氧体磁心的特性与选用 ············ 61

2.2.1　磁性元件在开关电源中的作用 ······ 62

2.2.2　磁性材料的基本特性 ··················· 62

2.2.3　磁心的结构及选用原则 ················ 64

2.3　光耦合器的特性与选用 ····················· 66

2.3.1　光耦合器的分类 ························· 67

2.3.2　光耦合器的工作原理 ··················· 67

2.3.3　光耦合器的主要参数 ··················· 67

2.3.4　光耦合器的选用原则 ··················· 68

2.4　二极管的特性与选用 ························ 69

2.4.1　开关整流二极管 ························· 69

2.4.2　稳压二极管 ······························· 70

2.4.3　快速恢复及超快速恢复二极管 ······ 71

2.4.4　肖特基二极管 ···························· 73

2.4.5　瞬态电压抑制器 ························· 73

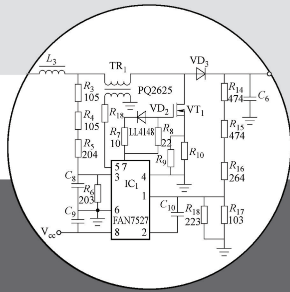
2.5 自动恢复开关的特性与选用 …… 74
2.5.1 自动恢复开关的工作原理 …… 74
2.5.2 自动恢复开关的检测方法和选用原则 …… 75
2.6 热敏电阻 …… 76
2.7 TL431 精密稳压源的特性与选用 …… 77
2.7.1 TL431 的性能特点 …… 78
2.7.2 TL431 的工作原理 …… 78
2.7.3 TL431 的应用 …… 78
2.7.4 TL431 的检测方法 …… 79
2.8 压敏电阻 …… 79
2.8.1 压敏电阻的特性与选用 …… 79
2.8.2 压敏电阻的主要参数 …… 80
2.8.3 压敏电阻的分类 …… 80
2.9 电容器的特性与选用 …… 80
2.9.1 陶瓷电容 …… 80
2.9.2 薄膜电容 …… 82
2.9.3 铝电解电容 …… 83
2.9.4 固态电容 …… 86
2.9.5 超级电容器 …… 86
2.10 磁珠 …… 88
2.10.1 磁珠的特性 …… 88
2.10.2 磁珠的主要参数 …… 88
2.10.3 磁珠的选用 …… 89
2.10.4 磁珠的分类 …… 89
2.11 大功率散热器 …… 89
2.11.1 散热器的基本原理 …… 90
2.11.2 散热器的设计 …… 90
第 3 章 开关电源脉宽调制转换电路的设计 …… 92
3.1 具有软启动、准谐振的 NCP1207 脉宽调制电源 …… 92
3.1.1 NCP1207 电路特点 …… 92
3.1.2 NCP1207 电路工作原理 …… 93
3.1.3 NCP1207 电路主要元器件参数计算 …… 96
3.1.4 高频变压器的设计计算 …… 98
3.2 电流控制模式准谐振的 NCP1337 脉宽调制电源 …… 100
3.2.1 NCP1337 电路特点 …… 100
3.2.2 NCP1337 电路工作原理与应用 …… 102
3.2.3 正激式高频变压器设计 …… 102
3.2.4 NCP1337 电路主要元器件参数计算 …… 106
3.3 具有安全可靠多路输出的 UC3852 脉宽调制电源 …… 107
3.3.1 UC3852 电路特点 …… 107
3.3.2 UC3852 电路工作原理与应用 …… 109
3.3.3 正激式双晶体管变换电路脉冲变压器设计 …… 110
3.3.4 双管正激式高频变压器设计 …… 111
3.4 具有双路光电检测的 VIPER53 脉宽调制电源 …… 113
3.4.1 VIPER53 电路特点 …… 113
3.4.2 VIPER53 电路工作原理与应用 …… 115
3.4.3 VIPER53 电路参数设计 …… 115
3.4.4 反激式高频变压器设计 …… 118
3.5 具有 LED 调光的 LM3445 脉宽调制电源 …… 122
3.5.1 LM3445 调光的主要特点 …… 123
3.5.2 LM3445 隔离反激式电源工作原理 …… 123
3.5.3 高频变压器设计 …… 126
3.6 具有零电压谐振、高效率、低辐射的 L6598 脉宽调制电源 …… 128
3.6.1 零电压谐振变换的工作原理 …… 129
3.6.2 L6598 电路性能特点 …… 129
3.6.3 L6598 电路元器件及主要工作参数计算 …… 130
3.6.4 高频变压器设计 …… 134
3.7 具有高效率、高可靠性、低成本的 IR3842 脉宽调制电源 …… 134
3.7.1 IR3842 芯片特点 …… 134
3.7.2 IR3842 电路工作原理与应用 …… 136
3.7.3 IR3842 电路主要元器件参数计算 …… 137
3.7.4 高频变压器设计 …… 138
3.8 具有输入电压宽、性能稳定的 UC3845BN 脉宽调制电源 …… 140
3.8.1 UC3845BN 电路特点 …… 140
3.8.2 UC3845BN 电路工作原理与应用 …… 140
3.8.3 UC3845BN 电路主要元器件参数计算 …… 142
3.8.4 高频变压器设计方法 1 …… 143
3.8.5 高频变压器设计方法 2 …… 144
3.9 具有低电流启动、电流控制模式的

LM5021 脉宽调制电源 …… 145
3.9.1 LM5021 电路特点 …… 145
3.9.2 LM5021 电路工作原理 …… 146
3.9.3 高频变压器设计方法 1 …… 148
3.9.4 高频变压器设计方法 2 …… 149
3.9.5 高频变压器设计方法 3 …… 149
3.10 具有电流电压双模式控制的 IRS4015 脉宽调制电源 …… 150
3.10.1 IRS4015 电路特点 …… 150
3.10.2 IRS4015 电路工作原理 …… 151
3.10.3 IRS4015 电路主要元器件参数计算 …… 152
3.10.4 高频变压器设计方法 1 …… 153
3.10.5 高频变压器设计方法 2 …… 154
第 4 章 功率因数调制转换电路设计 …… 155
4.1 电流谐波 …… 155
4.1.1 电流谐波的危害 …… 156
4.1.2 功率因数 …… 156
4.1.3 功率因数与总谐波含量的关系 …… 157
4.1.4 功率因数校正的意义与基本原理 …… 158
4.2 有源功率因数校正 …… 160
4.2.1 有源功率因数校正的主要优缺点 …… 160
4.2.2 有源功率因数转换的控制方法 …… 161
4.2.3 峰值电流控制法 …… 161
4.2.4 滞环电流控制法 …… 163
4.2.5 平均电流控制法 …… 164
4.3 有源功率因数校正电路设计 …… 165
4.3.1 峰值电流控制法电路设计 …… 165
4.3.2 UC3854 用平均电流控制法电路设计 …… 172
4.3.3 ML4813 用滞环电流控制法电路设计 …… 175
4.4 无源功率因数校正电路设计 …… 178
4.4.1 无源功率因数校正电路的基本原理 …… 179
4.4.2 无源功率因数校正电路设计 …… 179
4.5 具有 PFC 与 LLC 双重调制转换的 PLC810PG 电源 …… 181
4.5.1 LLC 谐振变换拓扑结构变换 …… 181
4.5.2 PLC810PG 电路工作原理 …… 183
4.5.3 PLC810PG 电路主要参数计算 …… 183
4.5.4 高频变压器设计 …… 185
4.6 具有“三高一小”的 FAN4803 功率因数转换电源 …… 187
4.6.1 FAN4803 电路特点 …… 187
4.6.2 FAN4803 电路工作原理 …… 190
4.6.3 PWM 功率级电路工作原理及脉冲变压器设计 …… 192
4.7 输出低电压、大电流的 L6565 功率因数转换电源 …… 194
4.7.1 L6565 电路特点 …… 194
4.7.2 L6565 与 L6561 所组成电路工作原理 …… 194
4.7.3 升压变压器 TR_1 设计方法 …… 197
4.7.4 高频变压器 TR_2 设计方法 …… 198
4.8 具有谐振式临界电流控制模式的 L6563 功率因数转换电源 …… 199
4.8.1 L6563 的功能特点 …… 199
4.8.2 L6563 及 L6599 的工作原理 …… 200
4.8.3 L6563 电路主要元器件参数计算 …… 202
4.8.4 高频变压器设计方法 1 …… 204
4.8.5 高频变压器设计方法 2 …… 206
4.8.6 高频变压器设计方法 3 …… 206
4.9 连续电流控制恒功率输出的 L6598 转换电源 …… 206
4.9.1 NCP1653 的功能特点 …… 208
4.9.2 L6598 的功能特点 …… 209
4.9.3 L6598 电路主要元器件参数计算 …… 210
4.9.4 高频变压器设计方法 1 …… 211
4.9.5 高频变压器设计方法 2 …… 212
4.10 智能化控制用的 NCP1280 功率因数转换电源 …… 212
4.10.1 三种主控芯片的特点 …… 213
4.10.2 NCP1280 电路工作原理 …… 214
4.10.3 NCP1280 电路主要元器件参数计算 …… 216
4.10.4 高频变压器 TR_3 设计方法 1 …… 217
4.10.5 高频变压器 TR_3 设计方法 2 …… 219
4.11 具有电荷泵性质的 ICEIQS01 功率因数转换电源 …… 219
4.11.1 ICEIQS01 电路特点 …… 219
4.11.2 ICEIQS01 片内功能 …… 220
4.11.3 ICEIQS01 电路工作原理 …… 220
4.11.4 ICEIQS01 电路主要元器件参数

计算 …… 223
第 5 章 DC/DC 转换电路设计 …… 226
5.1 高效率、低成本的 UC3843 直流转换电源 …… 226
5.1.1 UC3843 电路工作原理 …… 226
5.1.2 UC3843 的引脚功能 …… 228
5.1.3 UC3843 电路主要元器件参数计算 …… 228
5.1.4 高频变压器设计 …… 229
5.2 具有电流控制模式同步整流的 LT3825 直流变换电源 …… 230
5.2.1 LT3825 的功能特点 …… 230
5.2.2 LT3825 电路工作原理 …… 231
5.2.3 LT3825 电路工作参数计算 …… 232
5.2.4 高频变压器设计 …… 233
5.3 可编程输入推挽式 MAX5069A 直流变换电源 …… 234
5.3.1 MAX5069A 电路功能 …… 234
5.3.2 MAX5069A 的引脚功能 …… 234
5.3.3 MAX5069A 功能详述 …… 236
5.3.4 高频变压器设计 …… 238
5.4 具有电压控制模式单信号反馈的 NCP1560 直流变换电源 …… 240
5.4.1 NCP1560 电路特点 …… 240
5.4.2 控制 IC 的功能特点 …… 240
5.4.3 由 NCP1560 所组成的 DC/DC 转换电路工作原理 …… 241
5.4.4 高频变压器设计 …… 243
5.5 采用同步整流桥式变换的 UC3525B 直流变换电源 …… 246
5.5.1 UC3525B 电路特点及其应用 …… 246
5.5.2 UC3525B 电路工作原理 …… 247
5.5.3 高频变压器设计方法 1 …… 249
5.5.4 高频变压器设计方法 2 …… 252
5.6 具有高速转换的 UC3825 直流变换电源 …… 252
5.6.1 概述 …… 252
5.6.2 UC3825 电路特点 …… 253
5.6.3 UC3825 电路工作原理与应用 …… 254
5.6.4 推挽式高频变压器设计 …… 255
5.7 具有高效无辐射的 SG3535A 直流变换电源 …… 257
5.7.1 SG3535A 电路特点 …… 258
5.7.2 SG3535A 电路工作原理 …… 258
5.7.3 SG3535A 电路主要参数计算 …… 261
5.7.4 高频变压器设计 …… 262
5.8 具有自动恢复功能的 CW3524 直流变换电源 …… 263
5.8.1 CW3524 电路特点 …… 263
5.8.2 CW3524 电路工作原理 …… 265
第 6 章 单片开关电源电路设计 …… 267
6.1 恒压/恒流式 TOP227Y 三端单片开关电源 …… 267
6.1.1 TOP227Y 性能特点 …… 267
6.1.2 TOP227Y 恒流恒压工作原理 …… 268
6.1.3 TOP227Y 恒功率电路设计 …… 270
6.1.4 TOP227Y 内部结构 …… 271
6.2 恒功率模式 TOP204Y 三端单片开关电源 …… 274
6.2.1 TOP204Y 电路工作原理 …… 274
6.2.2 TOP204Y 电路设计要求 …… 275
6.2.3 高频变压器设计方法 1 …… 276
6.2.4 高频变压器设计方法 2 …… 276
6.2.5 高频变压器设计方法 3 …… 277
6.3 高效率自动调节的 TNY279P 四端单片开关电源 …… 277
6.3.1 Tiny switch—Ⅲ系列产品性能特点 …… 277
6.3.2 Tiny switch—Ⅲ系列工作原理 …… 278
6.3.3 TNY279P 电路设计 …… 278
6.3.4 高频变压器设计 …… 280
6.4 高效率能自动启动的 TNY256P 四端单片开关电源 …… 281
6.4.1 TNY256P 性能特点 …… 281
6.4.2 TNY256P 四端电源工作原理 …… 282
6.4.3 高频变压器设计方法 1 …… 284
6.4.4 高频变压器设计方法 2 …… 284
6.5 高集成度无辐射的 MC33374 五端单片开关电源 …… 285
6.5.1 MC33370 系列性能特点 …… 285
6.5.2 MC33374 电路工作原理 …… 286
6.6 多功能软启动 TOP246Y 六端单片开关电源 …… 287
6.6.1 TOP246Y 性能特点 …… 288
6.6.2 TOP246Y 变换电路工作原理 …… 289
6.6.3 TOP246Y 电路的 PCB 设计注意

事项 …… 292
6.6.4 高频变压器设计方法 …… 292
6.7 高效率自动调整的 TOP249Y 六端单片开关电源 …… 297
6.8 电源效率 …… 298
6.8.1 如何提高高频变压器性能 …… 299
6.8.2 如何提高开关电源效率 …… 300
6.8.3 如何提高 PCB 设计质量 …… 303
6.8.4 开关电源怎样实现准谐振 …… 304
第 7 章 研发开关电源的程序步骤 …… 307
7.1 开关电源研发程序 …… 307
7.1.1 审题，确定实施方案 …… 307
7.1.2 电路的设计与选用 …… 307
7.1.3 元器件的选用设计计算 …… 308
7.1.4 PCB 的设计 …… 308
7.1.5 项目预算 …… 309
7.2 UCC28600 研发实例 …… 309
7.2.1 用户市场要求及可行性 …… 309
7.2.2 绿色开关电源 …… 309
7.2.3 UCC28600 的功能 …… 309
7.2.4 UCC28600 的工作原理 …… 310
7.2.5 UCC28600 电路 PFC 的设计计算 …… 313
7.2.6 UCC28600 电路高频变压器设计方法 1 …… 316
7.2.7 UCC28600 电路高频变压器设计方法 2 …… 317
7.2.8 UCC28600 电路高频变压器设计方法 3 …… 318
7.2.9 UCC28600 电路 PWM 的计算 …… 320
7.2.10 UCC28600 电路输出控制元件的计算 …… 321
7.3 UC3842 研发实例 …… 323
7.3.1 UC3842 电路应用的意义 …… 323
7.3.2 UC3842 电路的特点和结构 …… 323
7.3.3 UC3842 电路元器件的计算 …… 323
7.3.4 UC3842 电路高频变压器设计方法 1 …… 325
7.3.5 UC3842 电路高频变压器设计方法 2 …… 327
7.3.6 UC3842 电路高频变压器设计方法 3 …… 327
7.4 PCB 的设计 …… 328
7.4.1 PCB 的布局、布线要求 …… 328
7.4.2 PCB 的设计过程 …… 329
7.4.3 PCB 的设计原则 …… 330
7.4.4 PCB 的布线技巧 …… 331
7.4.5 元器件放置注意事项 …… 332
7.5 如何把原理图转换为 PCB 图 …… 332
7.5.1 元件属性的设置 …… 333
7.5.2 电路布线 …… 334
7.5.3 由原理图生成网络表 …… 334
7.5.4 元件自动布局 …… 335
7.6 如何快速有效地制作 PCB …… 337

第 1 章 开关电源单元电路工作原理



1.1 开关电源设计要求和原则

1.1.1 反激式电路设计要求和原则

所谓反激式是变压器里的励磁方向与变压器外的励磁方向在外围元器件的作用下方向相反；而且，变压器的一次绕组与二次绕组的起点上下不同，它的基本电路如图 1-1 所示。反激式变换电源的转换效率高，能提供多路输出，而且电路较为简单，如果附加上控制电路，就能实现高效、低耗、输出稳定的高等电源。

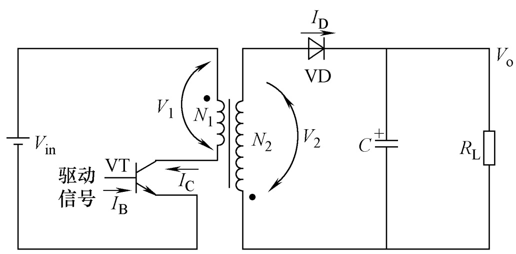


图 1-1　反激式变换电路

在反激式变换电路设计中，如果要求电源的调整率较高时，可在二次电路输出采用稳定性好、线性度高的复合式光电反馈集电器；如果要求输出电压不高、输出电流在 1A 左右，则可采用标准三端稳压块调节负反馈电流，进行脉宽调整输出，也是合适的。

设计反激式变换电路，一般有两种工作方式：一种是完全能量转换方式，即电感电流不连续传输，就是在电能转换过程中，高频变压器的一次绕组在储能周期（t_{on}），变压器所存储的所有能量在反激周期（t_{off}），全部运送到输出端，这为变换转换降低损耗、防止出现磁饱和起到很好的作用效果；另一种是“不完全能量转换”，即电感电流连续传输，存储在变压器中的能量，高频变压器的一次绕组在储能周期（t_{on}），部分电能保留到下一个储能周期（t_{on}）。这两种工作方式的小信号传递函数是不同的，在设计电路时动态分析要采取不同的方式，其目的要求两种能量转换方式都能使电源稳定工作，但如果在同一种电路，实现两种能量转换，在设计上很难达到。如果开关电源在脉宽调制变换中，引用电流模式控制，这可以减少控制电路所遇到的各种问题，尤其是对完全能量转换所出现的问题，但要求控制电路降低瞬态响应速度，这又给动态负载变动使输出稳定带来麻烦。

反激式变换电路设计对于多路输出要求满足小于 6% 的稳定度，有一定的难度，但只要对多路输出的各路反馈参数进行精确计算，设计好瞬态响应时间，是可以解决的。

设计中还要注意加载的过程、负载特征及各负载同步情况变化，否则电路将会产生共模或差模各种干扰。若有电磁干扰，设计工程师必须采用屏蔽、滤波等方法加以消除。另外还可以通过同步或移相时钟系统来减少低频内部调制干扰的信号频率。对高频变压器的设计是

整个电源设计的重中之重，其设计方法和设计原则必须十分小心：

第一，高频变压器的一次绕组与二次绕组的匝数比，应严格按计算结果进行绕制，使输入最高电压 V_{imax} 降到最低电压 V_{imin} 时，输出电压 V_o 仍在用户所要求的变化范围之内，否则将重新改变反馈控制系数，或重新设计瞬态响应频率。

第二，电源在输入电压升至最高（V_{imax}）、占空比进入最大（D_{max}）运行期间，这时变压器磁心的磁感应强度也运行在临界值之内，绝不允许变压器磁心出现磁饱和，否则将重新选择磁心或者重新设计变压器，更不允许变压器一次绕组爆裂。

第三，当电源负载加到最大，变压器的温度在国际标准规定值范围之内，负载加大到额定负载的 1.3 倍时，5min 之内，变压器温度不得超过 105℃，否则将影响电源的安全稳定。

第四，评判电源的损耗低的一个重要标准是铜损和铁损相近，变压器的一次侧和二次侧损耗相等，漏感降到最小，最简单的测试是用手摸变压器不感到烫手（断开电源），听不见变压器有任何的“吱吱”声。特别要求反激式变换电路的电感伏秒值相等。有

$$\frac{N_S}{N_P}V_s t_{on} = V_o t_{off}$$

式中，$\frac{N_S}{N_P}=n$，n 为二次匝数 N_S 与一次匝数 N_P 之比；

$n=\frac{V_o+V_{DF}}{V_{P(min)}}+\frac{V_L t_{off}}{T}$；也可用公式 $n=\frac{V_{B(min)}-V_{DS(on)}}{(V_o+V_D)\eta}$ 计算。

式中，$V_{P(min)}$ 为变压器一次匝数最低电压；V_{DF} 为变压器二次侧整流二极管压降；V_L 为二次侧滤波电感压降；$V_{DS(on)}$ 为开关管导通电压。

变压器一次绕组加进最高电压 $V_{P(max)}$ 时，若占空比最大（即导通时间为 $t_{on(max)}$ 时），要保证磁心不出现饱和，这时的磁心磁感应强度要在 $-B_W \sim +B_W$ 变化有足够宽的范围，否则出现磁饱和。宽范围磁感应强度在磁心截面积上的磁通 Φ 为

$$\Phi = A_e(B_W - B_r)$$

式中，B_W 为铁心工作磁感应强度；B_r 为剩余磁磁感应强度；A_e 为磁心中心柱截面积。变压器一次匝数模拟计算公式为

$$N_P \geqslant \frac{V_{P(max)} t_{on(max)}}{A_e(B_W - B_r)}$$

式中，B_r 与多种因数相关，也难用仪器仪表测定，而且数量级不是很大，一般情况下可忽略。多路输出电路的高频变压器一次绕组所需的匝数为

$$N_P \geqslant \frac{V_{P(max)} t_{on(max)}}{KA_e B_W}$$

式中，K 为电路输出的组数，不同的组数 K 值不同，K 一般为 1 ~4。

变压的铜耗与它的一次绕组直流电阻 R_{DC} 有关：

$$R_{DC} = \frac{\rho N_P l}{A_P K}$$

式中，ρ 为电阻率，ρ 单位为 $\Omega\,\frac{mm^2}{m}$；A_P 为磁心窗口面积，单位为 cm^2；K 为绕组面积占

有率。

设计反激式连续开关电源时，它的输出电压是由峰值开关电流控制的，部分输出电压分流给了误差放大器，而误差放大器的输出电压与开关管理的斜坡电流成一定比例，开关管在导通时存在导通压降，它的计算如下：

$$V_{DS(on)}=\frac{P_{o(max)}R_{DS(on)}}{\eta V_{i(min)}}$$

MOSFET 的导通压降是计算高频变压器的一项重要参数，我们选用 MOSFET 时，它的导通电阻越小越好，因为它决定开关管的开关速度、发热量，直接影响整个电源的效率。

1.1.2　正激式电源设计要求和原则

正激式变换电路与反激式变换电路的最大差别是高频变压器的一次与二次绕组的起点相反，这样变压器内外的励磁电压的方向相同。当开关管 VT 关断时，二次绕组的续流二极管 VD_2 和储能元件 L 构成放能面，向负载 R_L 供应电能。特别指出的是，反激式变换电路对储能元件 L 没有那么重要。如图 1-2 所示，当开关晶体管 VT 导通时，二次绕组上的储能电感 L 的电流直线增加，有 $\frac{di_L}{dt}=\frac{V_S-V_o}{L}$。

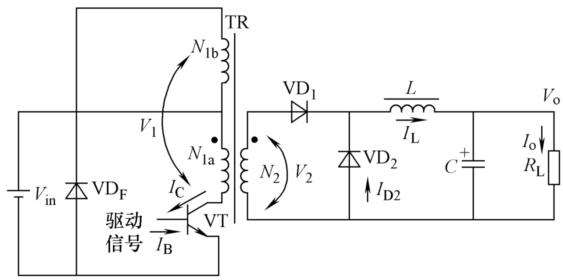


图 1-2　正激式单晶体管变换电路

当开关晶体管 VT 关断时，在二次绕组的反激作用下，电感 L 上的电压反向，使 VD_2 导通，构成续流回路，电感 L 上的电流 i_L 向负载 R_L 供电，使 i_L 逐渐减少，有 $-\frac{di_L}{dt}=\frac{V_o}{L}$。

正激式变换电路输出电压的大小决定于高频变压器的匝数比和开关电路的占空比 D，这与反激式变换电路一样，只是工作频率和占空比的设计值要小一点。一次绕组的匝数比反激式多一点。

$$V_o=\frac{N_S t_{on}}{N_P T}V_S=nDV_S$$

上式表明，当变压器二次电压 V_S 发生变动时，要保持输出电压 V_o 不变，只有改变占空比 D，这就是开关电源脉宽调制的原理。

从图 1-2 看出，滤波电感 L 在正激式变换电路里它的主要作用是储能，其电感量的大小由最低负载电流决定，它也分电流连续和不连续两种工作方式。只要输出电流保持不变，并保持输出电流波形的斜率，不因负载的变化而改变。一般负载电流 I_{LC} 等于流经电感峰值电流的一半，即

$$I_{LC}=\frac{I_{LP}}{2}$$

当输出电流 I_o 小于负载电流 I_{LC} 时，电感上的电流 i_L 就进入电流不连续方式，否则，为连续方式。如果要使输出电流达到稳定，而输入电压（或 V_S）有变动，就必须调整占空比来使输出电流 I_o 稳定，所以说，占空比 D 对正激式变换电路是重要的。

电感 L 对正激式多路电压输出时，选用值比设计值要大，这是因为输出电流在闭环上运行，由于多路输出，反馈电流分流，占空比的调节难以平衡负载电流的需求，就会出现各支路电流下降。但是电感值太大，将导致损耗加大，电源效率下降，同时还会出现负载变化率加大等不良现象。

多路输出的所有二次绕组，必须遵循各绕组的正、反向伏-秒值相等原则，各绕组不因某一组或几组负载加大影响设计输出电压稳定。同样，负载为零时，各路输出电压也不能发生变动。有公式为证：

$$\frac{N_S}{N_P}V_S t_{on} = V_o T$$

因为 $n = \frac{N_S}{N_P}$，$D = \frac{t_{on}}{T}$，也可 $nV_S D = V_o$

为满足上式，根据 $V_{S(min)}$、$t_{on(max)}$ 两参数变量，并考虑二次侧整流二极管压降 V_{DF} 代入得到

$$n = \frac{V_o + V_{DF} + V_L}{V_{P(min)}} \cdot \frac{T}{t_{on(max)}}$$

要保证磁心在输入最高电压 $V_{P(max)}$、最大占空比（D_{max}）、电源承受的负载能力 $I_{o(max)}$ 最大时，磁心不出现磁饱和，这是正激式电源设计的基本要求。要满足最大负载功率输出，必须最大限度降低铜耗和铁耗，正确选用工作频率，扩大占空比的调节范围。这是一般对正激式电源的设计原则，使用的工作频率和占空比要比反激式低，这是因为正激式高频变压器的高频电阻比反激式高，高频电流流过变压器绕组会产生趋肤效应。为降低趋肤效应以最高限度流入绕组的电流要适当地选用绕组铜线的线径，正确地计算出绕组运行在高频率下的阻抗。

$$R_{HF} = \frac{\rho N_P^2 L}{A_P K}K'$$

式中，K' 为高频直流电阻（R_{HT}）与直流电阻（R_{DC}）之比，直流电阻的计算公式如下：

$$R_{DC} = \frac{\rho N_P \mathrm{L}}{A_P K}$$

式中，K 为变压器绕组在磁心窗口的占有率。

变压器一次绕组的功耗为 $I_P^2 R_{HF}$。若一次侧和二次侧的铜耗相等，则绕组上的总铜耗将下降，即 $P_{CU} = 2I_P^2 R_{HF} = 2I_P^2 \frac{\rho N_P^2 L}{A_P K}K'$。只要一次侧和二次侧的损耗相等，电源的损耗则最低。

变压器的铁损是按铁心磁感应强度的 2.4 次方增加的，这种损耗是根据材料种类、形状、温度及频率的不同而不同。

所有形式的变压器的铜耗和铁耗，其中的铜耗在变压器的一次绕组与二次绕组相等时，总损耗是最小的。对于绕线的方法，应将一次绕组和二次绕组的位置尽可能安排均等一些，一般采用一次绕组和二次绕组交替绕制。这种绕线方法可使漏感减小，使变压器的励磁交错均衡。对于大电流输出，二次绕组需采用多股导线绕制，防止或降低趋肤效应出现。

在同等功率输出下，正激式变换器的漏极电流峰值比反激式漏极峰值小一些，反激式变换电路的二次输出不需要电感，它一般用于功率较小的场合，而正激式变换电路可用在低电

压、大电流、大功率的场合。但反激式并联工作容易，电流输出均衡。另外正激式可使用无气隙磁心，电感值高，一次和二次的峰值电流较小，因此铜耗低。另外正激式变换电路的二次电路有电感电流和续流电流存在，使得滤波电容的储能电流保持在较低的数值，但是工作状态进入不连续方式，就会在辅助绕组上产生过电压，如果加入假负载，则效率下降。

1.1.3　半桥式电源设计要求和原则

半桥式变换器是离线开关电源较好的拓扑结构。如图 1-3 所示，电容器 C_1、C_2 与开关晶体管 VT_1、VT_2 组成半桥式变换电路。桥的对角线接高频变压器 TR 一次绕组的上下两端，故称半桥式变换开关电源。如果 $C_1=C_2$，某一开关晶体管导通时，供电电压 V_{in} 使桥路的一只开关管导通，给电容 C_1 和 C_2 充电，一次绕组 L_P 承受供电电压的一半，另一半加在另一只电容上。由于一次绕组电感和漏感作用，电流继续流入一次绕组黑点标识的端点。如果变压器一次绕组存储的电能足够大，二极管 VD_4 导通，钳位电压进一步变负。VD_4 导通后，电感上的电能对 C_2 充电，A 点的电压在阻尼电阻 R_2 的作用下，使电容 C_2 上的电压回到平均值。如果这时 VT_2 的基极有触发脉冲作用，VT_2 马上导通，一次绕组黑点标识电压即由正变负，一次电流 I_P 外加励磁的磁化电流一起流入 VT_2，然后重复上述过程。晶体管在导通期间，流过 L 的电流增加，而晶体管在截止时，流过 L 的电流减少，平均电流处在 VD_1、VD_2 全波整流的条件下是脉动不变的电流 I_o，它的输出电压为

$$V_o=\frac{V_{in}t_{on}}{N_PT}N_S=V_{in}D\frac{N_S}{N_P}=V_{in}Dn$$

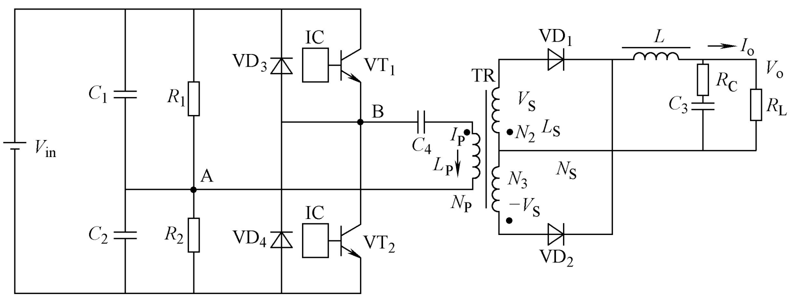


图 1-3　半桥式变换电路

式中，n 为变压器匝数比。控制转换过程的占空比 D，它使输入电压和负载电流发生变化时输出电压保持恒定不变。这说明输出电压 V_o 与输入电压、变压器匝数比以及调制占空比有直接关系。

对半桥式变换电源的设计要求：

1）要求两只开关晶体管具有相同或十分接近的频率特性、开关特性、开关管的输入、输出阻抗，尤其是开关管的导通阻抗。要认真选用，不允许出现“直通车”、“趋向饱和”等十分恶劣现象出现。

2）要求振荡频率稳定，否则电源的质量不能满足。对于电流式振荡器，它的频率波形是由外部电容 C_F 和反馈电阻 R_F，以及桥臂的泄放电阻 R_D 决定的，计算公式如下：

$$f_{max}=\frac{1}{T_{OSC}}\qquad T_{OSC}=t_{IRS(min)}+t_{ITS}\qquad f_{max}=\frac{1}{t_{IRS(min)}+t_{ITS}}$$

式中，T_{OSC}是谐振振荡频率周期；t_{IRS}是在振荡启动的电流充电时间；t_{ITS}是在振荡启动的电流放电时间。

最高频率的高低，很大程度决定半桥式电源的输出功率，而最高频率的精确性与电路的延迟时间减少有关。

3）半桥式、全桥式以及推挽式都用在 500W 以上的大功率场合，对于电路保护仍是电源维持寿命的重点，首先是过电流保护。一般情况下电桥控制电路检测端电压超过控制模块标准电压 0.5V 时，这时电感电流阈值就会使控制电流超越正常值的 1.3 倍，此时导通了开关管的极限阈值，驱动器件会急剧地降低驱动输出信号，如图 1-3 所示。

电感电流的阈值计算由下式得到：

$$I_{L(OCP)}=\frac{R_S I_{S(OCP)}}{R_{CS}}$$

式中，R_S 为处在过电流状态下，检测端与地的输入阻抗；R_{CS}为处在正常状态下，检测端与地的电阻；$I_{S(OCP)}$ 为电路的过电流保护电流。

设计人员应有条件地选择好控制元件的检测电阻，以保证电感电流不超过阈值，使电源安全不受到威胁，这是最基本的要求。

4）过功率限制。检测电流 I_{CS}时刻监视着负载的变化和输入电压越限过电压或欠电压的主要参考值。输入电压、电流 U_{ac} 和 I_{VAC}，它们的乘积代表输入功率 $U_{ac}I_{VAC}$，当乘积大于容许值时，则将电路的输出的电压拉到设计值 V_o 的范围内；当输入电压 V_{in} 被推到最大值时，这时半桥式控制部件将占空比转换到最小，输入的电流 I_{VAC} 被限制住，过功率限制的乘积 $U_{ac}I_{VAC}$ 会自动地钝化，这时的输入功率：

$$\frac{I_L\cdot\dfrac{R_{CS}}{R_S}\cdot\sqrt{2}U_{ac}}{R_{VAC}\cdot I_{VAC}}=P_{in}$$

5）欠电压锁定和过热保护。输入电压过低，虽然半桥的两只开关晶体管所承受的反向励磁电压是安全的，但整个变换电路在这种低压下反复励磁，磁化电流的传输电子被堆积在一次绕组和开关管的漏极区域之间，这样，由于启动电压不足，使高频变压器和开关管发热，经过几个周期，很可能使开关管烧毁。实施欠电压锁定的基本原理就是电路振荡停止，不使开关管积聚传输电子。如果电路功能具备，加接一只热敏电阻也是可行的。当电路温度上升到一定高温后，热敏电阻动作被启动，切断控制部件或 IC 的电源，停止工作。但这种热保护滞后的时间较长、反应慢，往往热敏电阻未启动，开关管就烧掉了。如果采用前沿控制技术与平均电流模式，在全球电压范围内和负载大扰动下，无需任何监控信号，都能使电源在可控范围内运行。

1.1.4 全桥式电源设计要求和原则

全桥式变换电源电路比较复杂，它是对模拟电路、数字电路、电磁理论、材料科学等多门学科综合应用的体现，任何现代电源都具备这些领域里的多种技术，可以说全桥式电源是整个开关电源中技术含量最高的一种。

桥式变换电源由 4 只晶体管组成，它的变压器只有一个一次绕组，通过正、反向电压轮换变化，在变压器的一次绕组得到正、反两个不同极性的磁通，再经过二次绕组全波整流，

输出直流电能，如图 1-4 所示，由图可知，4 只晶体管对功率开关是安全的，最大的反向电压不会超过电源供电电压，在很大程度上消除了部分由变压器漏感和开关管的 D-S 极间电容所产生的瞬态峰值电压，这样反激时的电能得到充分利用和快速恢复，在高压离线式开关电源中，虽然开关管多两只，它的损耗还是可以接受的。所以，全桥式变换电源在大功率 AC/DC 变换中应用很多。实践证明，全桥式变换电路采用软开关工作方式，它的电气性能、电磁辐射、转换效率与可靠性等方面，都明显优于硬开关电源。现代全桥式电源要求具备以下特点：

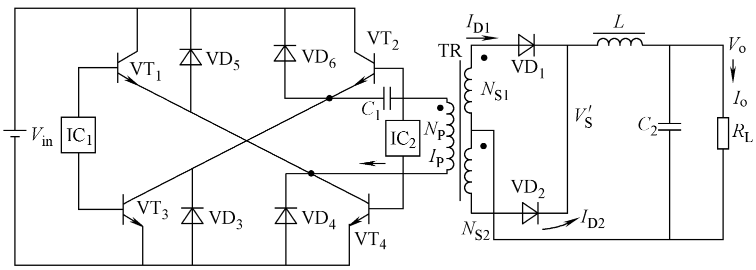


图 1-4　桥式变换电路

1）负载均流技术。具有均流技术的电源便于扩容。使扩容模块化、负载均流化的方法很多，最简单的方法是利用电路开环调节电源输出阻抗，达到均流，但均流的负载效应指标差，均流的响应速度慢，效果不理想。第二是平均电流法，它不需外加控制器，只需一根控制导线连接各单元，调节电压放大器的参考电压，达到每个单元电流均等。单元模块监控器通过一个电阻驱动总线。如果某单元电阻上的信号有变化，这个信号反映出负载电流的不平衡，这时信号立即调整基准电压，使之达到均流。最后是自动均流法，它是利用单元的电流最大值与每个单元电流比较，其差值来调节各单元的参考电压，达到每个单元的电流相等。它用二极管代替平均电流法中的电阻。自动均流法只允许一个均流总线对电源里的各个单元进行信号通信，它向各单元提供性能良好的均流服务。

2）零电压脉宽调制、软开关移相控制，是全桥式转换又一新技术。我们知道，全桥式转换的正半周和负半周对称相同，却方向相反，在一个开关周期里，全程存在着 12 个不同的工作过程状态，除了正负半周的两只功率管输出的两个钳位续流过程之外，还有 4 个谐振过程：振荡波从死区开始与谐振交换电流过程；换流释放过程；一次电感储能馈送负载过程；从驱动负载返回电网过程。在这些过程状态里，往往主变压器一次电流上冲或下冲过零，脉宽调制的占空比会丢失，全桥式转换的驱动开关管将进入零电压导通、零电流关断的软开关周期，在这周期里控制好 12 种工作状态是非常重要的。图 1-4 中的 C_1 的容量与主变压器 N_P 的一次电感量的配置对这 12 种状态呈现至关重要，要求在设计变压器一次电感量和漏感时留有余地，可在对电容 C_1 调整时进行更好地补偿，消除漏感。

3）开关电源是一门综合技术，也是一门实践性很强的学科，不仅是电路设计重要，就连一个元器件的摆放位置都牵动全局，所以有“三分理论、七分经验”之说，从设计专题上要满足技术要求；实施制作调试的过程中，要因势利导，顺势而为，不能逆势而行，既要注重理论，更要把握好实践，才能收到行之有效的效果，否则是事倍功半。

1.1.5　推挽式电源设计要求和原则

推挽式变换电路是利用变压器隔离和脉宽调制的变换电路。它将变压器的中心抽头接到输入电源的正端，其余两端分别接到开关晶体管的漏极如图 1-5 所示，对输入 60V 以下的直流电源电压时，推挽式变换比半桥式和全桥式变换电源优越，因为推挽式任何时候只有一个开关元件工作，对于输出相同的功率，开关管损耗比较小。所以在低电压、大功率（1000W 以上），多数采用推挽式变换技术。为了使输出稳定、高效、低耗，要求研发人员采取以下措施。

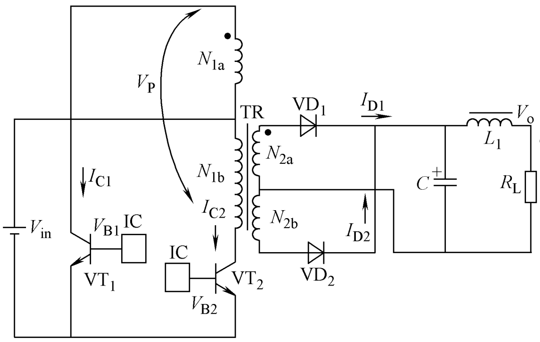


图 1-5　推挽式变换电路

1）对大电流、低电压输出的 DC/DC 转换电路，最大的难题是效率。效率高，电源的价格就高，市场需求量大，对多路输出的电路，必须要提高每一路的负载调整率，要达到这一目的，需采用合适的性能优越的控制电路和电路元器件，质量的优劣不但决定电源损耗和效率，还对电源的寿命有直接的影响，其次提高效率，要在输出二次侧采用高速同步整流技术，采用这种技术需要注意是整流管和回流管的两只 MOS 管的参数一致，不能出现同时导通，否则将产生大电流环流引发 MOS 管损坏。

2）推挽式电源在降压变换方式中，主开关 MOS 管断开时，二次电流通过输出电感流入负载，由于电感的作用，该电流不会立即中断，形成负载电流回路，它将影响负载在重载下的稳定性，这是设计工程师要注意的另一个问题。如设法将驱动信号延迟，即可将负载回路电流截止，使输出功率稳定，怎样延迟驱动信号呢？就是利用电路的闭环反馈系统的反馈去检测开关管的导通电压，再利用这个导通电压，去调节开关管从关闭到开启的死区时间，使它延迟，将导通时间最佳化，这样的结果还有效地降低了开关管的导通或关断的损耗，并补偿了由于负载的变化使开关管的温度发生变化的不良后果。

3）低电压大电流对推挽式电路带来的是功耗上升，很多电源产品由此不能进入批量生产，这里很多是元器件的质量引起的，也有很多是生产工艺不周全不完善引起的。比如说“老化”这个工艺环节，稍有不周就会出现“热磁”，热磁是一种物理现象，但对像开关电源这样的高频率、高磁动势电子器件，就会发生“高烧”，加大损耗，降低了效率。我们要尽最大努力消除或降低因输出低电压和提高工作频率所造成的功耗。采用预测开关管的栅极电压，进行控制晶体管的导通和截止，使电路的控制回路做到按时按量有条不紊地进行电能转换。这种预测栅极技术叫做 Predictive Gate Drive 技术。在电路中无需同步扫描、信号采样这些工作环节，预测开关管栅极电压技术对推挽式变换电路、多路输出引发降低功耗电路是有好处的。这种技术不需在电路设计上做文章，只要注意选用具有这种功能的控制 IC 就行。

1.2　开关电源单元电路工作原理

1.2.1　整流电路

整流电路就是利用二极管和 MOS 的两个电极单向导电的特性，把交流电变为脉动直流

电，再通过电容滤波、电感或电阻平波，使脉动波形平直，得到性能稳定的直流电。整流的方式有多种，有半波整流、全波整流、倍压整流、倍流整流及同步整流等。

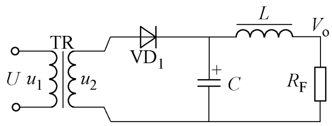


图 1-6　半波整流滤波电路

1. 半波整流电路

图 1-6 是半波整流滤波电路。变压器 TR 的二次电压 $u_2=\sqrt{2}U\sin\omega t$，负载电阻 R_F 只有半个周期电压，即正弦电压在半个周期内的平均值，也是最大值的 $\frac{2}{\pi}$ 倍，那么一个周期内的平均值应该是最大值的 $\frac{2}{2\pi}=\frac{1}{\pi}$ 倍，即 $V_o=\frac{\sqrt{2}}{\pi}u_2=0.45u_2$，则 $u_2=\frac{V_o}{0.45}=2.22V_o$。电路增加了电容滤波后，二极管的导通角减小了。所谓导通角，就是在一个正弦波周期（2π，即 360°）中，二极管导通时间所对应的角度。电路没有加电容时，二极管的导通角是 π（交流电半个周期为 180°），加了滤波电容，二极管 VD_1 的整流电压不是从电压 O 点开始的，而是从图 1-7b 的 m 点开始截止，由于电容 C 的放电，V_o 下降到 n 点 VD_1 又开始导通。可见，加了滤波电容后，整流二极管的导通角减小了，输出电压变为脉动直流电压，这时的输出电压升高了很多。一般是升高 1～1.3 倍，即 $V_o=(1\sim1.3)u_2$，计算 u_2 的公式如下：

$$u_2=\frac{V_o}{1\sim1.3}+V_D+V_L$$

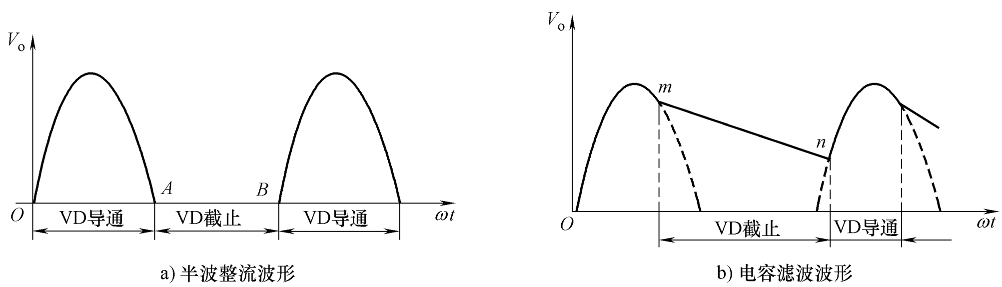


图 1-7　半波整流滤波电路波形

流过负载的直流电流为 $I_o=\frac{V_o}{R_F}$。

半波整流二极管反向截止时所承受的最大反向电压 $V_{DF}=2\sqrt{2}u_2$，这就是选用整流二极管的依据。

2. 全波整流电路

全波整流电路是由两个半波整流电路组合起来的，电路如图 1-8a 所示。变压器的二次绕组有中心抽头，把二次电压分成大小相等极性相反的两个电压 u_{2a} 和 u_{2b}。由于有两只二极管构成两个单相半波整流电路，交流电压在一个周期中两次导通，使输出电压 V_o 得到同一方向两个波形电压，如图 1-8b 所示，所以全波整流电路输出的电压比半波增加了一倍：$V_o=2\times0.45u_2=0.9u_2$，输出的电流：$I_o=2\times\frac{0.45u_2}{R_F}=0.9\frac{u_2}{R_F}$。

全波整流电路加电容滤波后，输出电压波形如图 1-8c 所示。用电容滤波有一个缺点，

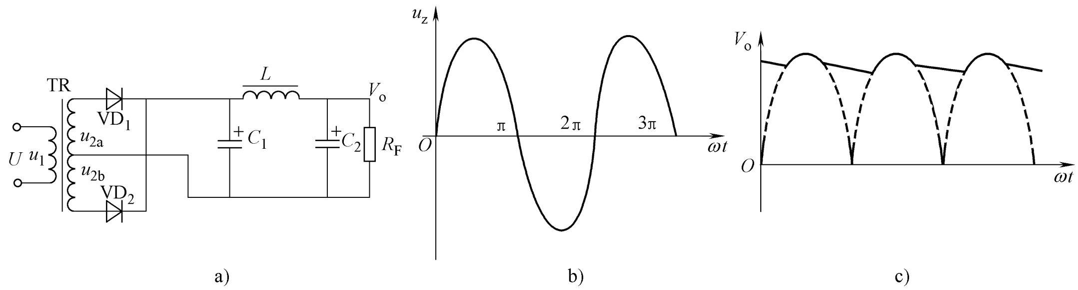


图 1-8 全波整流滤波电路及波形

输出电压受负载电阻的影响较大。当负载增大时，滤波电容的放电时间常数减少，电容放电加快，因此负载电压波形脉动振幅增大，输出直流电压降低，为克服这一缺点，常在滤波电容之后加一电感平波，利用电感的特性使输出电压保持平稳，还解决了由于负载的加大使输出电压下降这一缺点。如果要求输出电压脉动更小，又在电感的后面再加一只电容，于是得到了 π 形滤波电路，如图 1-9 所示。它的输出电压 V_o 的计算如下：

$$V_o = (u_2 - 2V_D)\sqrt{2}$$

式中，V_D 为二极管导通电压。

输出电流为 $I_o = \frac{V_o}{R_F}$，二极管承受的反向电压 $V_{DF} = \sqrt{2}u_2$。

例如一个桥式整流电路如图 1-9 所示，交流源频率 $f = 50$Hz，负载电阻 $R_F = 120\Omega$，输入电压 $u_2 = 220$V，求输出直流电压 V_o，并选用整流二极管型号。

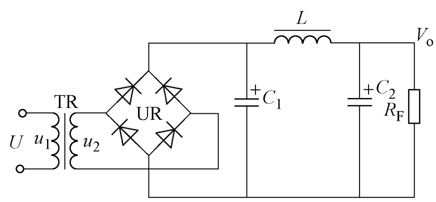


图 1-9 桥式整流滤波电路

计算输出电压 V_o

$$V_o = (u_2 - 2V_D)\sqrt{2} = (220\text{V} - 2 \times 0.7\text{V}) \times \sqrt{2} = 309.1\text{V}$$

计算输出电流 I_o

$$I_o = \frac{V_o}{R_F} = \frac{309.1\text{V}}{120\Omega} = 2.576\text{A}$$

桥式整流每半周要经过两只二极管，所以每次流经二极管的电流只有输出电流的一半。

$$I_D = \frac{I_o}{2} = \frac{2.576\text{A}}{2} = 1.288\text{A}$$

二极管所承受的反向电压 V_{DF} 为 $V_{DF} = \sqrt{2}u_2 = \sqrt{2} \times 220\text{V} = 311\text{V}$，每只二极管承受的电压为 156V，根据电路所承受的反向电压，整流二极管选用 1N5393（最大整流电流为 1.5A，最高反向工作电压为 200V），见表 2-5。

3. 倍压整流电路

要求低输入电压，并能满足电子设备工作条件，需要采取一些技术措施，如有些欧美国家工业供电电压为 110V，比我国供电电压低一半，所以常采用倍压整流方式满足控制器正常工作要求。图 1-10a 是典型的倍压整流电路。输入的交流电压，经 UR 全桥整流，C_1、C_2 滤波，在这一过程中，整流后的脉动电压分别给 C_1、C_2 充电至 $\sqrt{2}U$，当输入电压 $U = 110$V

时，$V_o=2\sqrt{2}U=2\times1.414\times110V=310V$。图 1-10b 由于有电容 C 的作用，输入电压给电容 C 充电至 u_c，使 $u_c=u_2$，所以 $V_o=u_c+u_2=2u_2$，从中可以看出，电路有几只电容就能使输出电压有几倍的输入电压。图 1-10c 有四只电容，就得到输出电压等于四倍的输入电压。需要指出的是滤波电容应该有足够大的容量和在充电中具有两倍以上的额定工作电压。图 1-10a 的 R_1、R_2 是均压电阻，用于平衡 C_1、C_2 的压降，使两者相等。

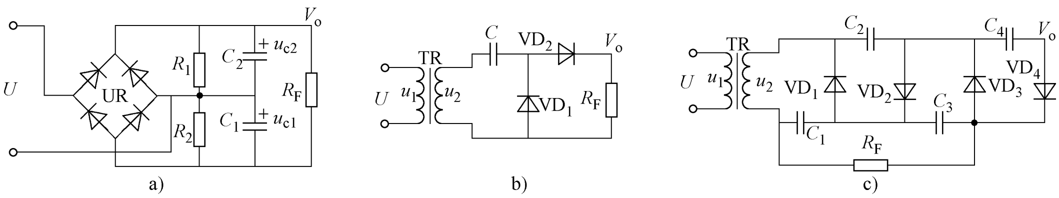


图 1-10 倍压整流滤波电路

4. 倍流整流电路

有很多电子设备，在负载供电不足的情况下，要求供电设备满足供电电流的需要，又要求不能增加成本和体积，那么这时采用倍流整流的方式是比较好的一种方法。图 1-11a 和图 1-11b 是两种倍流整流电路图。当图 1-11b 的 u_2 的上方为正、下方为负时，正电压通过 VD_1 向电容 C 充电，充电压 $u_c=\frac{1}{2}u_2$，同时也向负载 R_F 供电流，另一路，u_2 上方的正电压也向 L_1、L_2 充电，电感是感性元件，这半周期对电感来说是储能时期，不向负载提供电流；当 u_2 的电压上变负、下变正时，电流通过 VD_2 向负载 R_F 提供电流，随着时间推迟，u_2 下端的电压下降，向 R_F 提供的电流下降，此时，L_1、L_2 所存储的电能使 VD_2 延时导通，又一次通过 VD_2 向负载 R_F 供电，u_2 在下半周里，两次向负载提供电流，到下一周的上半周期里，同样 L_1 向负载有两次供电流的功能。L_1、L_2 要有一定的电感量，它所存储的电能足以使 VD_2 或 VD_1 导通，才可实现两次向负载提供电能。图 1-11a 的工作原理与图 1-11b 一样，只是两只电感连接方式不同，一个是串联而另一个是并联，其作用效果是一样的。

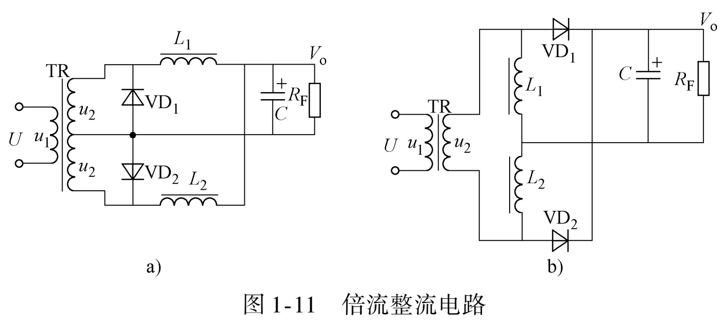


图 1-11 倍流整流电路

5. 同步整流电路

当电路的输出特性是低电压、大电流时，采用同步整流是合适的，采用同步整流方式可实现 5V/10A 的电能输出。同步整流分电压同步整流和电流同步整流，对变换激励方式分为正激式同步整流和反激式同步整流，无论哪种形式，其工作原理一样，都是利用变压器二次绕组波形控制 MOSFET 的通断开关。图 1-12 的两只 MOSFET 是并联的。当脉宽调制脉冲处理低电平时，VT_3 回流导通 MOS 管，VT_1 是整流截止 MOSFET，在脉宽调制脉冲没有时，整

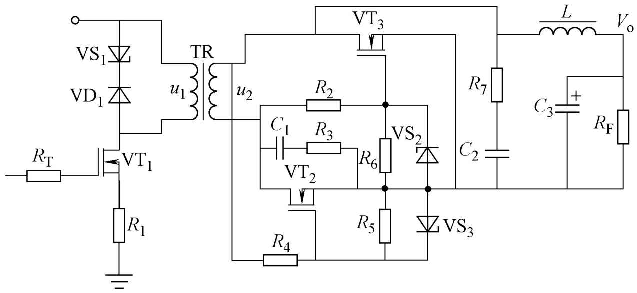


图 1-12　同步整流电路

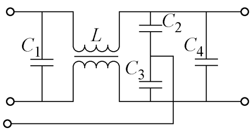
流贬 VT_3 继续导通；当脉宽调制脉冲为高电平时，VT_3 截止，高电能通向 L、R_7 向电容 C_2 充电。R_5 是 VT_2 的驱动电阻，R_3 是 VT_3 的驱动电阻。VT_1 导通时 VT_2 也导通，此时直接向负载提供电能。同步整流管 VT_2 的电流流向是，二次绕组上端→L 左端→L 右端→C_3（负载)→地→VT_2 源极→VT_2 漏极→变压器的下端。VT_2 的驱动信号是通过 R_5 加到栅极的。VT_1 截止时 VT_2 也截止，VT_3 与 L 停止向负载 R_F 提供电能。当 VT_1 截止时，储能电感 L 的极性相反，同步整流管 VT_3 的电流流向是，L 的右端→C_3（负载)→地→VT_3 源极→VT_3 漏极→L 的左端。VS_2、VS_3 分别是两只 MOSFET 的栅极稳定管，防止因栅极电压太高而损坏 MOSFET，C_1、R_3 和 C_2、R_7 组成高频阻容衰减网络。

1.2.2　输入低通滤波电路

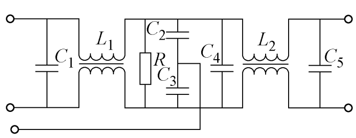
低通滤波电路是为防止或抑制电源电磁干扰的基本电路，电磁干扰（EMI）的频谱大致为低频 10kHz ~ 1MHz，中频 1 ~ 10MHz，高频 10 ~ 30MHz，30MHz 以上为甚高频。传导干扰分差模干扰和共模干扰两种。差模干扰是两条电源线之间的噪声干扰，共模干扰是两条电源线对大地的噪声干扰。要求 EMI 滤波器符合电磁兼容（EMC）的技术要求，必须要滤除电源外部的电磁干扰，又不能向电子设备外部发射干扰信号。低通滤波器有很强的抑制差模和共模两大干扰源的作用。

低通滤波器的主要参数有额定电流、漏电流、额定电压、测试电压、直流电阻、绝缘电阻、工作温度、使用温度范围、抑制频率、辐射强度、插入损耗等多项参数指标。

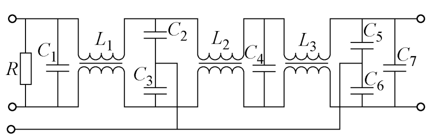
开关电源所设计应用的滤波器比较简单，图 1-13a 是开关电源常用的 EMI 滤波电路。以图 1-31b 所示双极串联低通滤波电路为例，L_1、L_2 和 C_2、C_3 用来滤除共模干扰，C_1、C_4、C_5 滤除差模干扰。当出现共模干扰时，由于 L_1、L_2 中的四个线圈的磁通方向相同，经互相贯通耦合，总电感量成倍增大，对外来的线与地间的共模信号呈现出高阻抗，使之不能通过。四个线圈分别绕在低损耗、高磁导率的铁氧体磁环上，可将 C_2、C_3 上积累的电荷泄放掉，避免因电荷影响抑制电磁干扰的特性。对要求滤除 EMI 比较好的电子设备，可采用图 1-13c 的滤波电路，它对 EMI 的抑制效果比前两种低通滤波好很多，这是因为重叠贯通，强力阻挡。



a) 单极低通滤波电路



b) 双极串联低通滤波电路



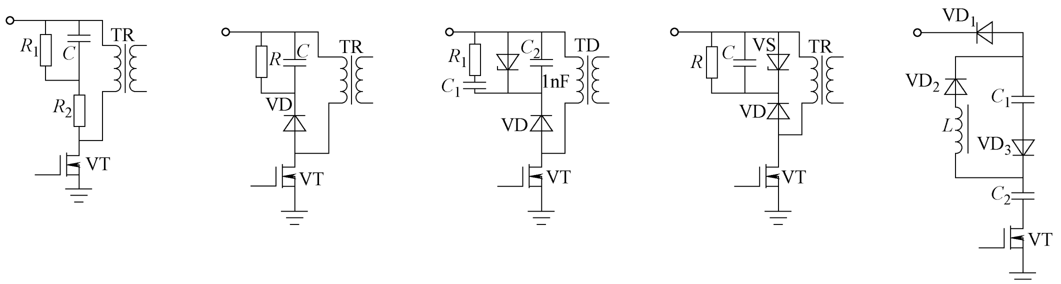
c) 三极串联低通滤波电路

图 1-13　开关电源常用的 EMI 滤波电路

1.2.3　峰值电压钳位吸收电路

开关电源的驱动 MOSFET 与高频变压器的一次绕组在功率转换驱动过程中，由于一次

绕组的漏感与开关管关断时的峰值电流，引起漏极电压突然升高，它与一次绕组漏感一起，形成强烈的电磁振荡，振荡波不但发射高频电磁波，还消耗了大量的电源能量，重则可使MOSFET瞬间爆炸，而对这种恶劣的环境，削减峰值电压的产生和抑制高频发射，对开关电源的品质效益极为重要。为此，必须增设峰值电压钳位吸收电路，保护开关管正常工作。图1-14所示是五种峰值电压钳位吸收电路。



a) RCR钳位吸收电路 b) CRD钳位吸收电路 c) CR2D钳位吸收电路 d) CRSD钳位吸收电路 e) 3DLC钳位吸收电路

图1-14 峰值电压钳位吸收电路

由电阻R_1、R_2和电容C组成的RCR吸收网络，利用电容的充放电功能及电阻的阻尼作用，把部分高能量的电压通过开关管的漏-源旁路掉，又通过电容C的放电，分流一些峰值电能，达到钳位吸收峰压的目的，图1-14a所示电路很经济但效果不很好。

将电阻R和电容C并联后再与阻塞二极管VD串联组成图1-14b所示的CRD钳位吸收电路。它的工作原理与上面一样，只是阻塞二极管对峰值电压的限制作用大一些。要选用反向峰值电压高一些的阻塞二极管，否则VD将会烧毁。

利用瞬态电压抑制器TVS（P6KE200）和阻塞二极管（超快速恢复二极管）及电阻、电容所组成的CRSD钳位吸收电路，如图1-14c、d所示，峰值电压通过稳压二极管（TVS），向电阻R及电容C泄放，将电压钳制在合理的设计值以内。阻塞二极管VD把高频变压器一次绕组漏感通过开关管D-S的极间电容旁路至大地，它是开关电源普遍应用的一种电路。

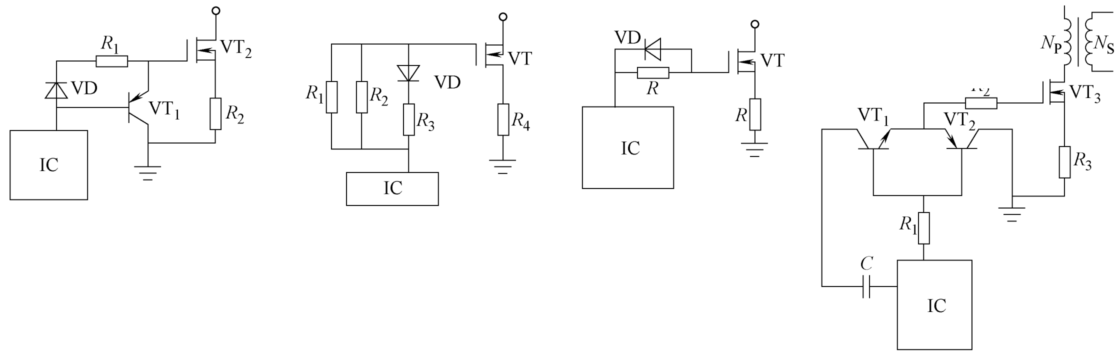
3DLC钳位吸收电路如图1-14e所示。利用三只二极管、两只电容和一个电感组成峰值电压吸收网络。它的功能齐全，对峰值电压钳位吸收效果比较好，而且对所产生的高频率有一定的屏蔽作用，但使用的元器件多，结构较为复杂。

1.2.4 功能转换快速开关电路

开关电源电路是由许多功能电路组成的，要了解电路的工作原理，必须首先弄清楚组成电路的各个功能，从这点出发，我们将开关电源的各功能电路从定性到定量进行分析，这对学习开关电源电路是有益的，并对电路设计很有帮助。

功能转换包括脉冲宽度调制转换和功率因数，进行转换的电子元器件主要是开关管及其他元件，转换的快慢将影响电源的损耗和它的效率。转换是依托MOSFET的截止和导通来完成的。由于MOSFET存在极间电容，尤其是D-S极间电容，它的存在严重影响了MOSFET栅极接受控制信号的时间，还由于极间电容的存在，不能将信号完全传递，在开关管的饱和区里，寄存有大量的自由电子和空穴，这样大大延迟了开关速度。为了弥补这一缺陷，设计

出 MOSFET 快速开关电路，图 1-15 所示为四种快速开关电路。



a) RCD快速开关电路　　b) R2D快速开关电路　　c) VDR快速开关电路　　d) 图腾柱快速开关电路

图 1-15　MOS 管转换快速开关电路

1. RCD 快速开关电路

RCD 快速开关电路是开关电源电路里面应用比较多的，一共只有三个元器件，结构简单，效果很好。正脉冲信号从 IC 出发，首先到快速开关二极管的阳极使其 VD 导通，正脉冲信号却不能打开晶体管 VT_1，使其截止。正脉冲经 R_1 限流并由此产生正向电压，正信号电压很快触发 MOSFET 导通，导通时间的长短由脉冲的宽度即占空比的大小决定。当触发脉冲传递完成后，而开关管不能完全把电子从 MOSFET 驱动干净，饱和区还残留有大量电子，残留电子从栅极进入晶体管的发射极，再由发射极进入“地”。需指出的是，残留电子因不能打开二极管而进入 IC，消除了因开关管积蓄电子而影响开关速度这一弊病。图 1-15b、c的工作原理基本与图 1-15a 的工作原理相同。

2. 图腾柱快速开关电路

图腾柱快速开关电路是开关电源电路应用比较多的一种快速开关电路。它是两只 NPN 和 PNP 相并联的复合管。如图 1-15d 所示，VT_1、VT_2 的基极和发射极并联，其中 VT_1（NPN）的集电极接高柱，VT_2（PNP）的集电极接低电位“地”。触发信号从 IC 出发，经电阻 R_1 形成触发电压去触发复合管的基极。从图可知，VT_2 处于反向偏置，使其截止。触发信号从 VT_1 的 b 极到 e 极经电阻 R_2 到达 VT_3 的栅极，VT_3 受正向脉冲的作用，立即导通，驱动高频变压器的一次绕组。VT_3 导通时间的长短决定触发脉冲的宽度。开关管导通的时间越长，变压器感应的电压越高，相反就低。触发脉冲消失后，开关管 VT_3 的区间残留有大量空穴，自由电子从栅极出发经电阻 R_2 到复合晶体管的发射极，由于 VT_1 反向偏置电子不能进入，只能从 VT_2 的 e 极到 c 极，再入“地”，将大量自由电子旁路掉，为 VT_3 再次“开门”创造了有利条件，起到快速开关的作用。

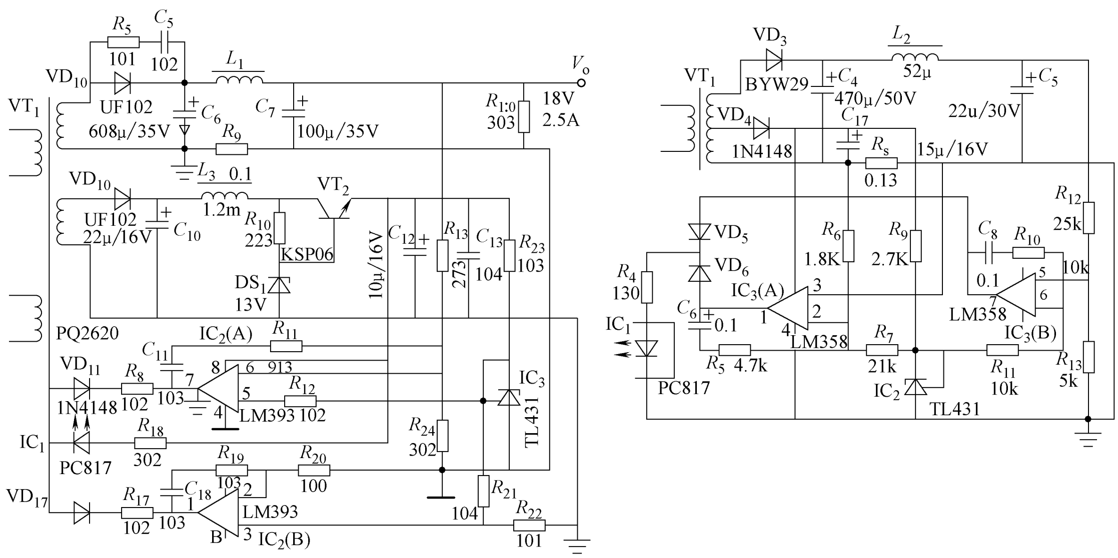
1.2.5　输出恒流、恒压电路

有很多地方需要一种恒功率供电，要求在负载发生变化时输出电压保持不变。

图 1-16a 为 LM393 恒功率电路，它有两个控制环路，一个是电压控制环路，另一个是电流控制环路。由 R_{13}、R_{24}、IC_2（A）及 IC_3 组成恒压控制电路。IC_2(A)的 5 脚是标准电压（V_{stan}），由 IC_3 供给，为 2.2V。IC_2（A）的 6 脚是检测电压（V_{fest}），它是随着负载和

输入电压的变化而变化的，$V_{\text{fest}}=\dfrac{V_{\text{o}}R_{24}}{R_{13}+R_{24}}=\dfrac{18\times3000}{27000+3000}\text{V}=1.8\text{V}$。两种电压进入 IC_2（A）进行比较，其差值为负电压时，由 IC_2（A）的 7 脚输出，VD_{11}因它的阴极为负电压而导通。当输出电压 V_o 降低时，采样电压下降，IC_2（A）的 7 脚输出电压越低，二极管 VD_{11}导通角增加越大，发光二极管（光耦合器）IC_1 的电流增加越多，发光亮度增加越高，接收晶体管的电流也跟着增加越快。经调制占空比加大越宽，输出电压上升越高。反之输出电压下降，这样使输出电压稳定，起到稳压作用。由 R_{13}、R_9、R_{21}、IC_2（B）、IC_3 组成电流控制电路。IC_2（B）的 3 脚是标准电压（V_{stan}），经 R_{21}降压供给 IC_2（B）的 3 脚的电压约为 1.8V。IC_2（B）的 2 脚是检测电流，经取压电阻形成 $0.1\times2.5\text{V}=0.25\text{V}$ 的检测电压（V_{fest}），它随着负载电流的改变而变化，两种电压进入 IC_2（B）进行比较，差值为负电压时，由 IC_2（B）的 1 脚输出。同样道理，负载电流上升时，R_9 的电压上升，由 IC_2（B）的 1 脚输出负电压上升，光耦合器 IC_1 的发光强度下降，调制占空比下降，输出电流下降，使输出电流稳定，起到恒流的作用。

图 1-16b 是恒流恒压电路的另一种形式，它的工作原理与上面介绍的基本相同，不同的是输出到二极管的阳极，是正电压比较。由 VD_4 整流、C_{17}滤波的直流电压经 R_9 限流供给 IC_2，没有上面介绍的电路供给 IC_3 的效果好。电压控制环路由 R_{12}、R_{13}、IC_3（B）及 IC_2 组成；电流控制环路由 R_s、R_6、R_7 及 IC_3（A）组成，两路工作平行运行，不论电流或是电压出现不平衡时，就由不平衡的那一路进行调节，VD_5、VD_6 就是不平衡调节的或门，控制电流或电压环路。



a) LM393恒流恒压电路　　b) LM385恒流恒压电路

图 1-16 恒流恒压电路

1.2.6 PFC 转换电路

PFC 的核心作用是限制电网输入电流谐波。功率因数低的危害性很大，必须要求功率变换的电子设备安装功率因数转换装置。

1. L6562/PFC 转换电路

图 1-17a 是 L6562/PFC 转换电路。它是怎样工作的呢？从输出电压 V_{DH}用电阻 R_{17}、R_{18}分压，取出一信号电压，信号电压进入 IC_1 的 8 脚，它与 IC_1 片内的基准电压进行比较，其差值又与桥式整流后的 100Hz 脉动电压一起进入 IC_1 的 3 脚，输入给电压误差放大器，误差电压与差值信号一同进入乘法器相乘，乘法器输出一电流，又与进入 IC_1 的 4 脚的开关管 VT_1 源极控制电流进行比较、放大，均化后得到一控制电流信号，控制信号由 IC_1 的 7 脚发出，经 R_1、VD_3、VT_2 组成的快速开关电路，去触发驱动管 VT_1 的栅极，输出电压经升压二极管整流，从而使输出电流波形与输入电压波形同相位。转换结果是电流谐波含量（THD）减少，功率因数（$\cos\varphi$）提高。图中，R_{25}、R_{27}、R_{26}、VS、C_{22}及 VT_3 组成输入过电压、欠电压保护电路。当 V_A 点的电压低于 25V 时，稳压二极管 VS 正向导通；VT_3 导通，IC_1 的 2 脚误差信号输出因低压锁定而无信号输出，振荡停止，实施欠电压保护。当 V_A 的电压大于 75V 时，VS、VT_3 导通，关闭片内的四-二与非门，7 脚无触发信号输出，VT_1 停止工作，起到过电压保护的作用。

V_A 点的高电压计算：$V_{AH}=\sqrt{2}V_{max}R_{26}/(R_{25}+R_{27}+R_{26})=\sqrt{2}\times265\times510/(1000+1000+510)\text{V}=76\text{V}$。

低电压计算：$V_{AD}=\sqrt{2}V_{min}\cdot R_{26}/(R_{25}+R_{27}+R_{26})=\sqrt{2}\times85\times510/(1000+1000+510)\text{V}=24.4\text{V}$。

2. FAN7527/PFC 转换电路

图 1-17b 的电路结构与图 1-17a 基本一样，只是没有输入电压保护电路。控制 IC_1 工作在临界导通模式。所谓临界导通模式是，升压变压器 TR_1 的电感电流，在一个开关周期之前降为零，使驱动管的开关损耗为零，效率高；交流电路电流是连续的，没有死区时间，将开关峰值电流钳制在平均输入电流的两倍水平，这就是临界导电模式。

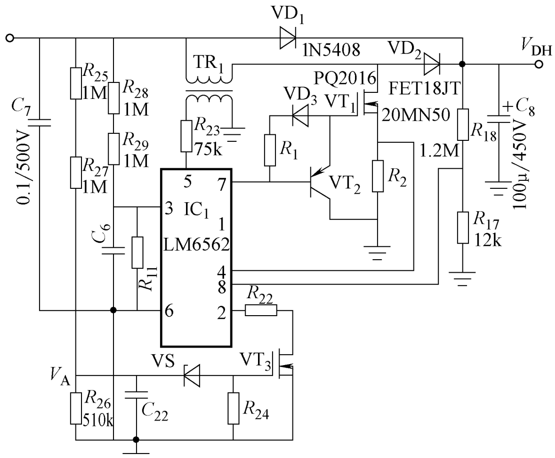
图中 VD_3 是升压二极管；TR_1 是升压变压器；R_3、R_4、R_5、R_6、C_8 是乘法器采样输入电路；R_{18}是 PFC 零电流检测输入限流电阻，将电感转为电压来检测内部 MOSFET 的开关状态，当电流为零时打开 MOSFET 的驱动信号，因此，功率管工作在零电压导通状态；R_6 是 VT_1 的限流电阻；R_7、VD_2 起着快速开关作用；R_9、R_{10}过电流反馈与限流电阻；C_{10}为误差放器输入和输出补偿电容。

3. UC3854/PFC 转换电路

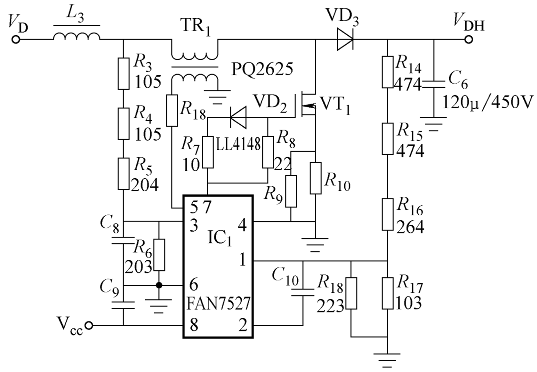
如图 1-17c 所示，L_{10}、VD_8、VT_8、IC_1、$C_{12}\sim C_{14}$等元器件组成功率因数校正电路。L_{10}是升压电感，它的材质是铁-镍 56 环形铁氧体。VD_8 是升压二极管，采用超快速恢复二极管。R_{11}、R_{12}是输出电压分压取压电阻。IC_1 片内的基准电压为 7.5V，由电阻 R_{12}决定输出电压的大小。

$$V_{DH}=V_{stan}\frac{R_1}{R_{12}}=7.5\text{V}\times\frac{520}{10}=390\text{V}$$

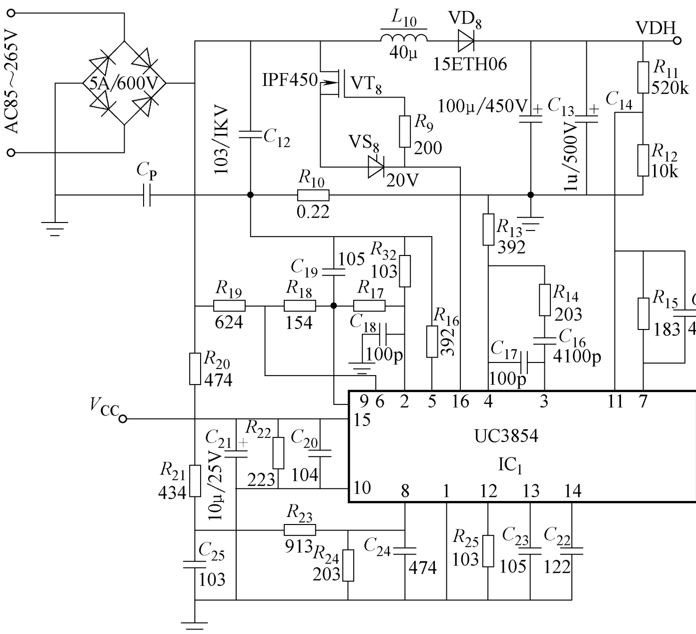
R_{10}是输出电流取样电阻，该输出电流用来检测输出负载的大小。C_{16}、C_{17}、R_{14}用来进行电流放大器的输入端与输出端的相位补偿，以满足输出电流与相位的比例关系。R_{25}是乘法器输出限流电阻，改变电阻 R_{25}可改变乘法器输出电流的大小。C_{23}是电路软启动时间设定



a) L6562/PFC转换电路



b) FAN7527/PFC转换电路



c) UC3854/PFC转换电路

图 1-17　PFC 转换电路

电容，它可改变振荡频率，振荡频率的计算：$f=1.25/(R_{25}C_{23})$。C_{20}、C_{21}是高低频滤波及旁路电容。R_{22}是 C_{21}为 V_{CC}供电电源的放电电阻。R_{18}、R_{19}是输入电压取压电阻，该电压进入 IC_1 片内乘法器。R_{17}、R_{32}是负载电流检测取样电阻，该信号用来平衡输出电流的大小、实施过电流保护。R_{20}、R_{21}、R_{23}、R_{24}及 C_{24}是交流电压取压元件，它们对 PFC 电路的工作状态起着重要作用，要选用合适参数的元件。

1.2.7　PWM 转换电路

PWM 转换是开关电源两个转换中的一个重要转换，它对开关电源的输出功率、控制精

度、电源效率起着至关重要的作用。

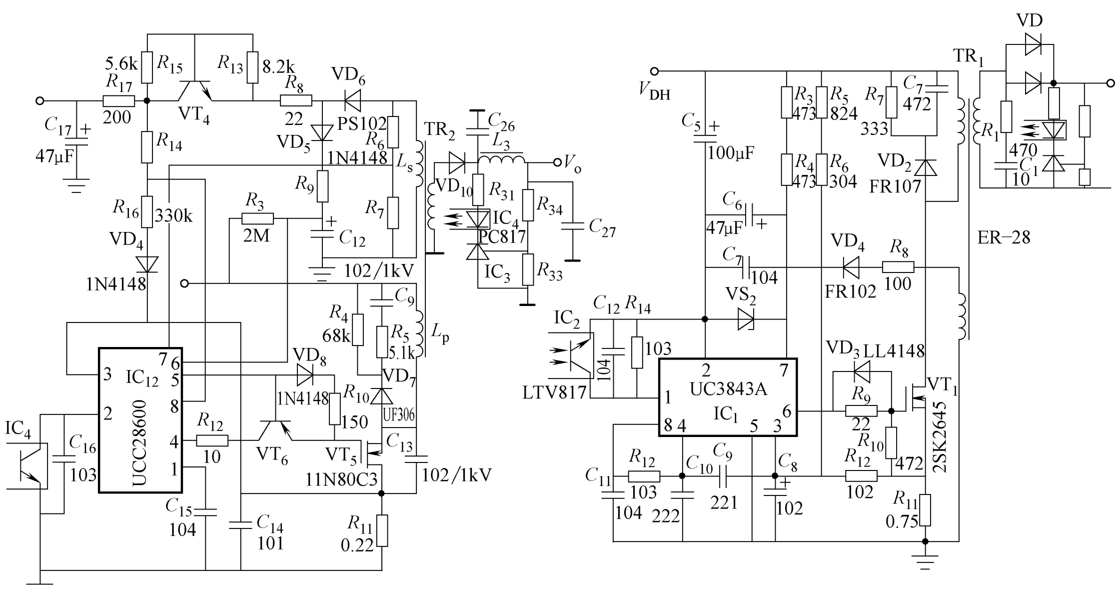
1. UC28600/PWM 转换电路

图 1-18a 是 UC28600/PWM 转换原理图。它的工作原理是，从输出电压，经 R_{34}、R_{33} 分压，取出一信号电压与 IC_3 的基准电压（2.5V）进行比较，其差值点燃 IC_4 的发光二极管，经光电耦合，进入 IC_{12}的 2 脚。差值信号与片内振荡器的波形叠加调制占空比。电流放大后，由 IC_{12}的 5 脚输出电流调制信号，此信号经 VD_8、R_{10}、VT_6 所组成快速开关电路，去触发 VT_5 的栅极，触发信号再次放大去驱动高频变压器 TR_2 的一次绕组，经变压器电能耦合，再由 VD_{10}整流、L_3、C_{26}、C_{27}滤波，直流输出。当输出电压 V_o 大于设计值时，自然分压采样电压升高，IC_4 的发光二极管亮度升高，接收晶体管的电流上升，调制脉宽（占空比 D）变窄，变压器耦合电能下降，使输出电压 V_o 下降。反之亦然，保持输出电压稳定。

电路图上的 R_4、R_5、C_9 和 VD_7 组成普通的峰值电压钳位吸收电路。当阻塞二极管 VD_7 截止时，可将吸收电容 C_9 上的电荷快速释放掉，从而抑制了振荡电压的产生，提高了电路转换效率。R_3 是电源启动降压电阻。VD_5、VD_6、R_9、C_{12}是 IC_{12}的供电电路。R_6、R_7 为负载检测分压电阻。R_{14}、R_{16}、VD_4 从恒流源 VT_4 分流送入 3 脚，另外从电压反馈电阻 R_{11}取压送到 3 脚，进行电流检测。R_{13}、R_{15}、VT_4 是恒流电路。

2. UC3843A/PWM 转换电路

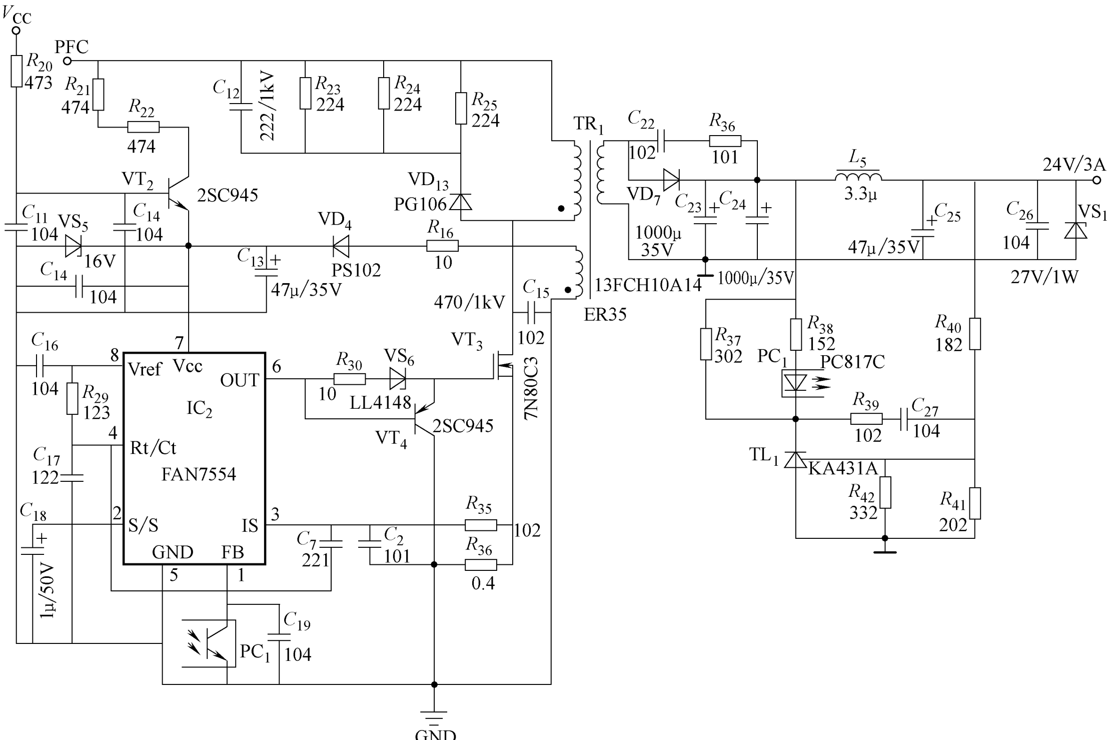
图 1-18b 是用 UC3843A 所组成的 PWM 转换电路。其工作原理如下：桥式整流后的脉动电压 V_{DH}，经 C_5 滤波后通过上拉电阻 R_3、R_4 送入 IC_1 的 7 脚，作电路通电的启动电压，此电压得到 C_6 再次滤波和 VS_2 的稳压后，电压质量是较高的。由 R_7、C_7、VD_2 组成峰值电压钳位吸收电路，通过这一电路，将转换电压平稳地送到开关驱动 MOSFET 的漏极，为脉宽调制供给电能。



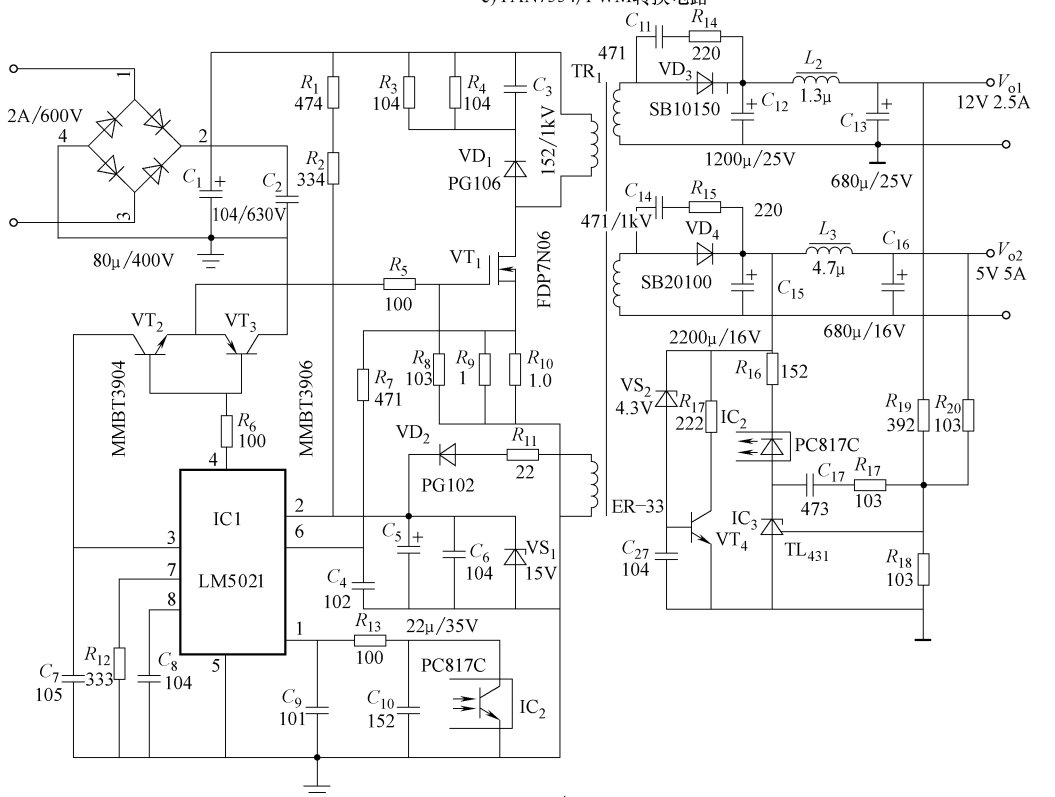
a) UC28600/PWM转换电路

b) UC3843A/PWM转换电路

图 1-18 PWM 转换电路



c) FAN7554/PWM转换电路



d) LM5021/PWM转换电路

图 1-18　PWM 转换电路（续）

吸收回路电阻 R_7、电容 C_7 的计算：

$$R_7 = 2\left(\frac{V_{asp}}{V_{imin}D_{min}} - 1\right)\frac{L_P T}{(I_{ac} \times 10^{-3})^2}$$

式中，V_{asp}是一次绕组的峰值电压，$V_{asp} = \sqrt{2}V_{imax}\left(1 + \sqrt{\frac{I_{PK}D_{max}}{10L_P}}\right)$

峰值电流 I_{PK}的计算：$I_{PK} = I_{ac}/D_{min}$

L_P 为高频变压器一次电感，$L_P = V_{imin}t_{on(max)}/I_{PK}$

R_7、C_7 是吸收回路中的振荡组件，它的时间常数是吸收回路工作周期的 5～10 倍，则 $C_7 = KT/R_7$，C_7 的单位为 F。

上拉电阻 R_3、R_4 的计算：

R_3、R_4 是芯片 UC3843A 的降压电阻，供给 IC_1 的 7 脚启动电压，根据 UC3843A 的工作参数进行选定。设最低启动电压为 V_{Qmin}、最低启动电流为 I_{Qmin}，$R_3 + R_4 = \sqrt{2}V_{Qmin}/I_{Qmin}$，电路使用两只电阻（$R_3$、$R_4$）是为了降低电阻的功耗，减少体积。

3. FAN7554/PWM 转换电路

图 1-18c 是由 FAN7554 所组成的脉宽调制转换电路，电路由 C_{12}、R_{23}～R_{25}、VD_{13}组成峰值电压钳位吸收回路。三只电阻 R_{23}～R_{25}并联是因为前级为功率因数校正，处于高压输入，VD_{13}是超快速恢复阻塞二极管，它具有反向击穿电压高、恢复时间很快的特点，对峰值电压具有极好地削减、阻尼作用。R_{21}、R_{22}、VT_2、VS_5 及 C_{14}是给 IC_2 在通电启动期间供给电压，VT_2、VS_5 为 IC_2 的 7 脚提供优良的稳压恒流电能。R_{16}、VD_4、C_{13}为 IC_2 在运行期间提供工作电压。R_{16}是限流电阻，由高频变压器的反馈线提供高频交流电压，交流电压经 VD_4 整流、C_{13}滤波向 7 脚供电。C_{14}是高频旁路电容，消除滤波后的高次谐波。R_{30}、VD_6、VT_4 是 VT_3 的快速开关电路。为泄放开关管 VT_3 的漏-源极间电荷，电路加了 C_{15}，也为保护开关管、降低热耗起一定的作用。R_{35}是 IC_2 的 3 脚峰值电流取压电阻，为同相输入的端电压进行过电流检测。R_{36}是电压负反馈检测电阻，它与 R_{35}一起，对电路进行过载保护。R_{35}也称采压电阻，阻值越小，流进漏极的电流越大。

高频变压器的二次绕组将一次电能耦合到电源输出。C_{22}、R_{36}抑制 VD_7 上的高频电压，VD_7 为肖特基整流二极管，二次电压通过 C_{23}～C_{26}、L_5 整流滤波、VS_1 稳压输出。R_{38}是 PC_1 的限流电阻，$R_{38} = \frac{V_o - V_{REF} - V_{DF}}{I_F}$，式中，$V_{REF}$为基准电压，$V_{DF}$为发光二极管压降，$I_F$为光耦合器的工作电流。$R_{40}$、$R_{41}$为输出电压分压采样电阻。$R_{39}$、$C_{27}$是误差放大器瞬态响应元件，$C_{27}$为降低瞬态放大倍数。$R_{37}$是调节光电输出阻尼电阻，防止输出轻载时电流跳动，起着限压稳流作用。

4. LM5021/PWM 转换电路

图 1-18d 是具有启动电流小、功耗小、电流控制模式响应速度快的脉宽调制控制电路。电路工作原理基本跟上述电路相同。取样电压信号从 IC_1 的 1 脚输入片内，再经 3:1 的电阻分压，然后进入 PWM 比较器反相输入端，电流斜坡信号输入比较器的同相输入端，PWM 比较器比较这两路信号后，再输出脉宽调制信号，同时通过逻辑控制及或门输出关断信号。时钟脉冲驱动触发器置位后再输出导通信号，从而完成脉宽调制功能，这就是双脉冲调制逻辑电路。这种电路的特点是，在一个时钟周期内，脉宽调制器只能输出一个脉宽调制信号。

它是随着误差控制输入信号的大小来改变占空比信号的宽窄。当误差控制信号输入为零时，控制器输出占空比也为零。VT_2、VT_3、R_5、R_6 是图腾柱快速开关电路。电阻 R_{12} 是外设时钟振荡频率电阻。C_8 是软启动电容，它将决定软启动时间和启动时的工作频率。

LM5021 具有超低电流（250μA）启动功能，它运行在电流控制模式，在空载或轻载时，IC_1 自动进入跳跃周期，将脉宽控制信号从 1 脚反向输入，经 R_{13} 限幅，C_9、C_{10} 高频旁路。反向信号在 IC_1 里面进行 PWM 调制，开关管的源极电流反馈经 R_7 限流取压，正向流入 IC_1 的 6 脚进行电流比较。若 6 脚输入电压超过 0.6V 时，开关管输出电能降低，进行逐个周期限流，起到过电流保护作用。

1.2.8　开关电源保护电路

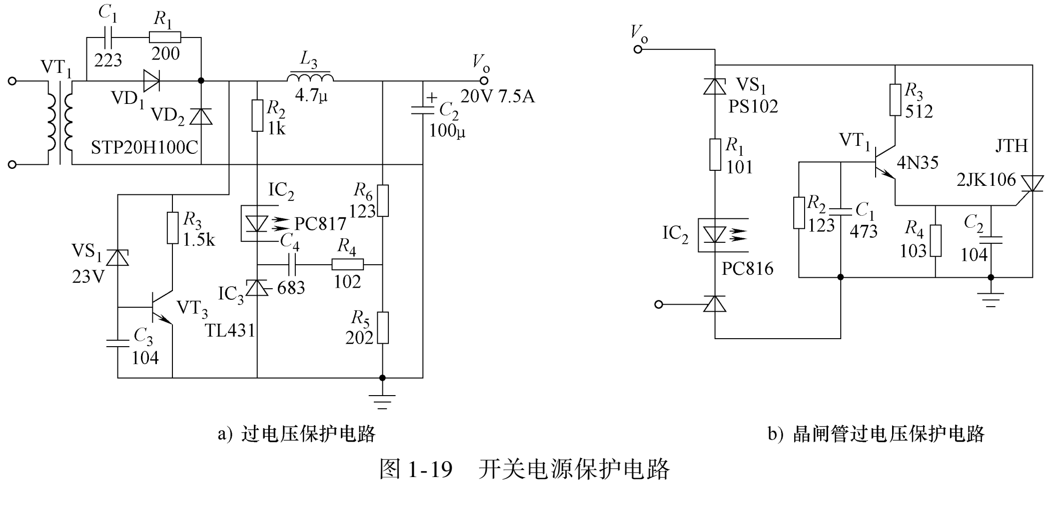
开关电源保护是所有电子设备安全运行的基本要求，按开关电源设计技术标准，所应用的电源必须具有过电流保护、过电压保护、欠电压保护、短路保护及过热保护等五种技术保护，这就是开关电源与其他电源相比的优势所在。

1. 过电压保护电路

过电压保护是开关电源最基本、最普通的一种保护，它通常出现在检测电路开路、控制电路损坏，或者电源突然发生电压变化等情况下。过电压发生时，首要任务是保护负载，其次是保护开关功率管。一旦发生过电压，一般所采取的措施是振荡电路停止振荡，关闭驱动脉冲。一般电路在电压保护动作后，再启动电源，必须断开电源才能安全地恢复工作。图 1-19a 是二次回路输出电压过电压保护电路。当输出电压超过 1.2 倍的设计电压（V_o）时，稳压二极管 VS_1 反向击穿，迫使 VT_3 的基极电压 U_b 快速升高而导通，这样它的集电极电压 U_c 下降近于零电压，使得精密稳压源 IC_3 的阴极失去了标准电压，下降到近似于零电压，这时 IC_2 的发光二极管的发光亮度急增，IC_2 的接收晶体管突显大电流，使控制 IC 立即关闭 PWM 转换，输出电压停止，保护了因输出过电压而损坏电路。图中 C_3 是当电路工作处在正常时为 VT_3 提供偏置，让高频旁路；另外是当电路发生过电压时，避免 VT_3 的基极与发射极短路将晶体管损坏。

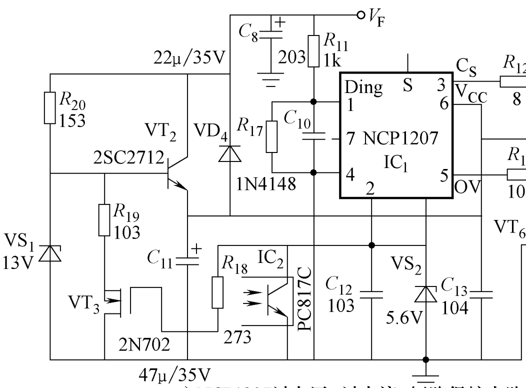
2. 晶闸管过电压保护电路

众所周知，晶闸管由阻断转化为导通必须满足两个条件，首先是在阳极到阴极之间加上正向电压；其次是在门极和阴极之间加上适当的触发电压。向晶闸管供给触发电压的电路，

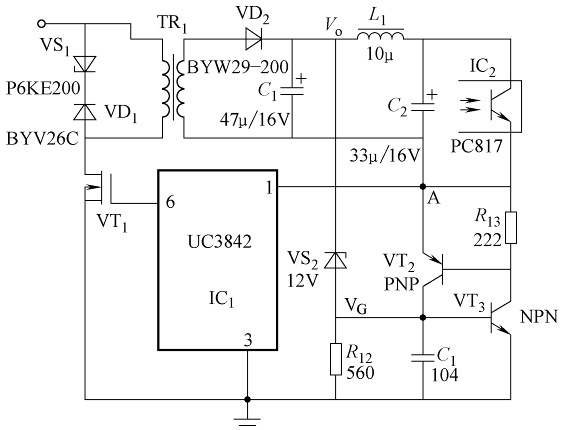


a) 过电压保护电路　　b) 晶闸管过电压保护电路

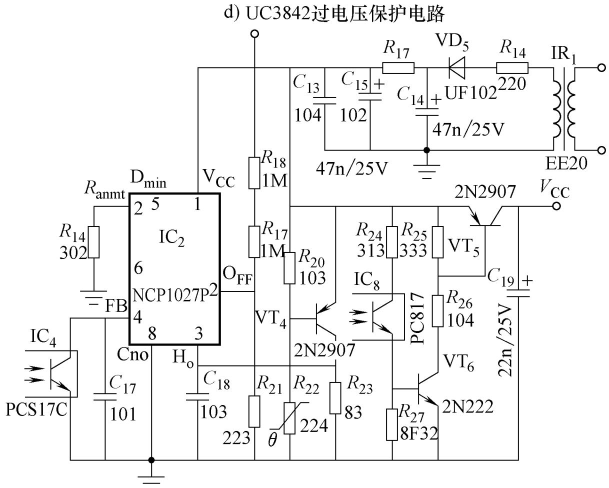
图 1-19　开关电源保护电路



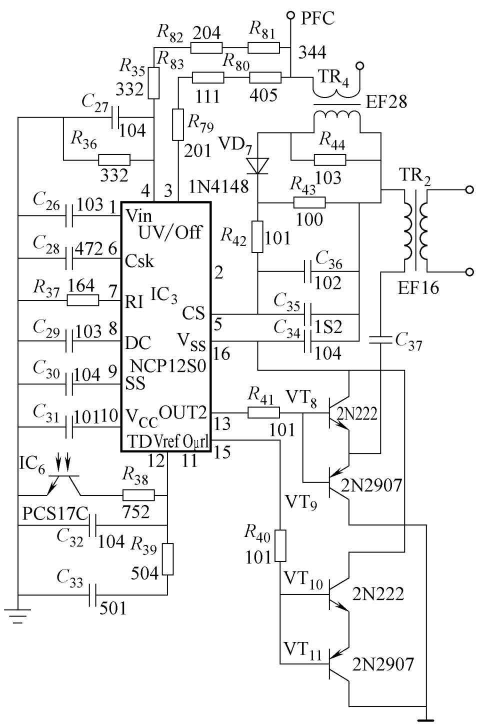
c) NCP1207过电压、过电流、短路保护电路



d) UC3842过电压保护电路



e) NCP1027P过热、过电压保护电路



f）NCP2180过电压、欠电压、过电流保护电路

图1-19　开关电源保护电路（续）

叫触发电路。利用晶闸管的阻断和导通的降压来关闭开关电源的转换，可达到保护开关电源目的。图1-19b就是这一实例。当输出电压 V_o 突然升高时，稳压二极管 VS_1 反向击穿，IC_2 的发光二极管发光强度增高，经光耦合，接收晶体管的电流上升，足够大的触发电流流经 R_4 形成足够高的触发电压，使晶闸管导通，将输出电压 V_o 拉到最低，促使脉宽调制的振荡电路停止工作，使电路得到保护。电容 C_2 是微分电容，将触发电压微分成尖脉冲，使触发可靠。

3. NCP1207 过电压、过电流、短路保护电路

图 1-19c 具有高效、低损耗、零开关功能，它还具有过电压保护、过电流保护及输出短路保护。VT_2、VT_3、R_{11}、R_{18}、R_{19}、VS_2、C_{12}、IC_2 等是这些保护的基本元器件。当输出电压过高时，反馈绕组取样电压 V_F 也高，V_F 经 R_{11}、R_{17}分压、采样，采样电压由 1 脚进入 IC_1，迫使 IC_1 锁定输出电脉冲，5 脚停止向开关管输出脉冲，也使 IC_1 的 V_{CC}工作电压下降，片内的振荡器停止振荡，实施过电压保护，当输出电流上升时，MOS 管的漏极电流也上升，电流在 R_{11}上产生的压降也上升，当电压达到 7.2V 时，控制芯片 IC_1 内部出现“溢出”，自动分压，消除因过电流而使开关功率管承受的高压应力，保护了开关功率管的安全；当输出电路发生短路或是过电流，输出电压为零时使 IC_2 的发光二极管的亮度增大，IC_2 的接收晶体管的集电极电流跟随上升，上升电流促使 R_{18}的压降上升，场效应晶体管 VT_3 导通，使 VT_2 截止，这样 IC_1 的 6 脚停止工作，起到短路或过电流的保护。R_{20}、VS_1 是 VT_2 的偏置元器件，通过 VS_1 稳定地向 VT_2 提供基极偏置电压。C_8、C_{11}分别为反馈信号电压和 IC_1 的供电电流滤波元件。C_{12}、C_{13}是高频旁路电容，以保证光耦信号电流和 IC_1 的供电电流的纯净性。

4. UC3842 过电压保护电路

一般开关电源的保护功能都是控制 IC 里面所具备的功能，但是对于低成本多功能的电源，往往以几只分立元器件进行设计，就具有这样的功能。图 1-19d 就是利用两只二极管和一只稳压管所设计的过电压保护电路。采用 PNP 和 NPN 两种不同型号的管子（VT_2、VT_3）组成复合晶体管。二次电压经 VD_2 整流、C_1 滤波得到直流电压 V_o，是供负载所用的电压，设计要求该电压不以输入电压的变化而变化，也不以负载能量的改变而不稳定。电路在正常情况下 VT_2 的集电极电压 V_G 较小，VT_2、VT_3 截止，输出电压正常，电路工作依旧。当输出电压 V_o 出现过电压时，控制电压 V_G 因 VS_2 反向击穿使它升高，其结果使 VT_2、VT_3 导通，A 点的电压 V_{e2}下降，控制 IC_1 关闭驱动脉冲，振荡器停振，起到过电压保护的作用。需要注意的是，稳压二极管 VS_2 的稳定电压与 VT_3 的发射极电压之和（即 $V_{s2}+V_{BE3}$）小于输出电压 V_o 时，电路处于正常运行，反之电路将进行过电压保护。设计时 V_{s2}的稳压值一般低于实际电压 1V 左右。

5. NCP1027P 过热、过电压保护电路

过热保护也是开关电源的一项重要保护技术，开关电源的主要发热器件有开关功率管、二次整流二极管及高频变压器等。开关电源设计热保护，不仅仅只是保护个别元器件的安全运行，主要是关系到电源的可靠性和使用寿命，它是电源的一项重要指标。图 1-19e 是 NCP1027P 过热、过电压保护原理图。R_{20}、R_{22}、VT_4 及 IC_2 组成过热保护电路，R_{22}是负温度系数热敏电阻，安装时把 R_{22}粘在功率管或高频变压器等发热器件上，当发热器件温度过高时，R_{22}的阻值急剧下降，R_{22}是晶体管 VT_4 的基极下偏置电阻，VT_4 是 PNP 型晶体管。此时因 R_{22}的阻值下降使它导通，将电压 V_{CC}由 VT_4 的 E 极→VT_4 的 C 极→IC_2 的 3 脚，使电路停止工作，达到过热保护的目的。R_{18}、R_{17}、R_{21}组成过功率保护电路，可防止因输入电压较低而使输出功率过高损坏 IC_2。VT_5、VT_6、IC_8、R_{24} ~ R_{27}组成开关控制电路。如果 VT_5 导通，IC_8 的发光二极管发光，接收晶体管导通，IC_2 的 1 脚电压接到 VT_5 的发射极，经电容 C_{19}滤波，使 IC_2 的 V_{CC}工作电压、电流稳定，达到启动 PWM 变换。

6. NCP2180 组成过电压、欠电压、过电流保护电路

图 1-19f 所示电路比较复杂，对初学者来说分析起来有点困难，如果能弄懂这样的电路，分析其他的电路图就不会感到困难了。图中的 R_{81}、R_{82}、R_{35} 组成过电压、欠电压检测电路，电阻分压比可根据过电压、欠电压保护电路的工作点设定，偏置欠电压或过电压的端电压就可以控制 PWM 的变换器。R_{80}、R_{83}、R_{79} 是 IC_3 的前馈电压比较器，它对 PFC 的输出电压进行降压取样，取样电压与振荡器的斜坡电压比较，比较的差值调节占空比。R_{37} 是 IC_3 振荡频率设定电阻。TR_4、VD_7、R_{42} ~ R_{44}、C_{36} 组成过电流保护电路，TR_4 是电流互感器，用它来代替检测电阻，达到安全可靠的目的。VT_8、VT_9、C_{37}、TR_2 组成图腾柱快速驱动电路，保证 PWM 快速输出，它与 IC_3 的 15 脚的输出脉冲的前沿及后沿重叠延迟，可用来驱动二次侧的同步整流。IC_3 的 3 脚接收外来电压信号，实施欠电压及过电压保护。IC_3 的 5 脚检测由 TR_4 来的电流信号。当 5 脚上的电压超过 0.48V 或 0.57V 时，变换器就进入逐个周期限流工作模式，起到过电流保护。

7. 过电流保护电路

过电流包括电源负载超出规定值和电源输出电路出现零负载（即短路）。图 1-20 所示电路是利用桥式检测原理，对电路进行过电流保护。图 1-20a 和图 1-20b 只是检测电阻 R_S 的位置不同，其工作原理完全是一样的。由 R_1、R_2、R_S 和负载构成桥式电路，反馈放大器的增益较高时，只要输出电流稍过载，输出电压就急剧下降。即使 R_4 为无穷大，$R_3=0$，但工作原理不变，理论上输出电压为零，过电流保护工作点也是零。V_{ST} 是启动电压，用于防止电源启动时出现故障。V_{ST} 值的设定要求是启动二极管 VD_2 必须截止，对过电流设定值 I_M 没有任何影响，这样启动时不会影响过电流保护，如图 1-20b 所示。启动电压 V_{ST} 的大小决定输出短路时的短路电流 I_S：

$$I_S=\frac{V_{ST}}{V_S}\left(\frac{R_1}{R_1+R_5}\right)$$

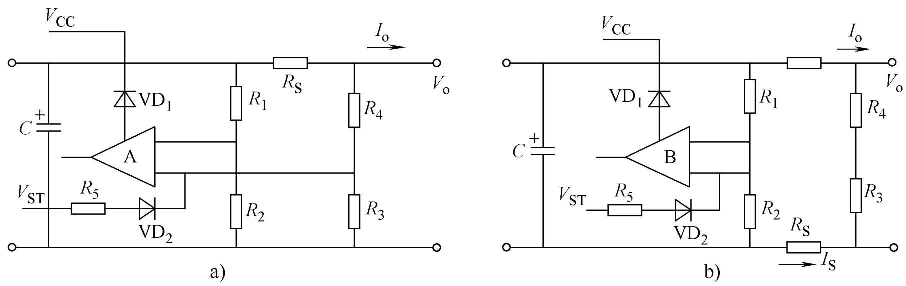


图 1-20 桥式过电流保护电路

因此，对于过电流保护电路桥，只要桥电压改变极性，输出极性也将改变，有可能会发生短路故障。如果将两个电源 a 和 b 串联起来，则可以避免因桥电压极性改变而发生故障。

图 1-21 所示电路是恒流型限流电路与断开型过电流保护电路相结合的组合型保护电路。

电路中恒压用反馈放大器 A_1 的输出电压去控制 VLC_{1-2}，使电压保持稳定。放大器 A_2 用来检测电路中电流的情况，它的输出驱动电路 VLC_{2-1} 的功能是恒流。另一方面，放大器 A_2 的输出控制着 VLC_{1-1}、VLC_{1-2}。当 IC_1 的 16 脚电平下降时，开关晶体管的驱动脉冲信号消失，达到保护的目的。电路中稳压二极管 VS_1 用于防止 VLC_{1-2} 误动作。当 VS_1 的稳定

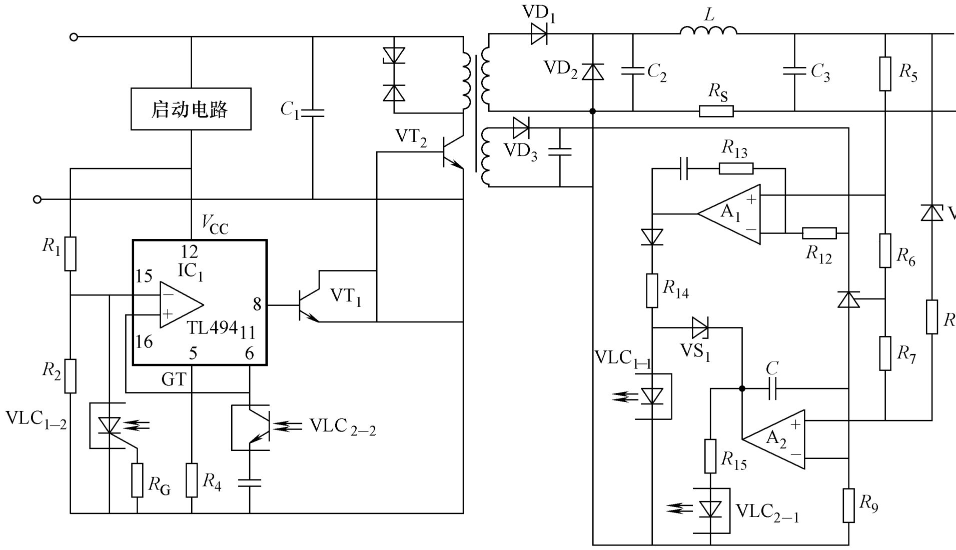


图 1-21　组合型保护电路

电压达到稳定值范围后，VLC_{1-1} 才能获得足够的导通电压，通过 A_2 电流检测，驱动 VLC_{2-1}，执行电路恒流工作。电容 C 是电压负反馈元件。

在图 1-22a 所示电路中，开关晶体管 VT_1 和 VT_2 的发射极接入电阻 R_S 用来检测过电流。当电路发生过电流时，R_S 上的电压会上升，其结果是 VT_4 导通，VT_3 也导通，基准电压加到 TL494 的 CON 端，使 CON 端输出截止，从而防止了过电流。TL494 的输出端 Q 断开后，开关晶体管 VT_3、VT_4 相继截止，CON 端返回到正常电平。在此期间，TL494 内的双稳态谐振振荡器也将翻转。这时，CON 端为正常电平，在三角波电压下降前，$\overline{Q}$ 端输出脉冲。这样，从 $\overline{Q}$ 输出到 Q 输出的时间是控制电路的滞后时间，因而空闲时间很短，如图 1-22b 所示。如果开关晶体管 VT_1 与 VT_2 同时导通，会使开关管损坏。为防止这种现象出现，必须采取一定措施。当 VT_4 导通时，VT_3 与 VT_5 也导通，在电阻 R_S 上产生压降，但是 VT_3、VT_4、VT_5 加的是正反馈电压，所以 VT_3 和 VT_5 仍继续导通。在 1 个周期里，CON 端不再返回到正常工作时的电平，这时双稳态多谐振荡器不会发生翻转。如果振荡电容 C_T 放电到放电电压的谷点，VT_5 的导通电流由于 VD_1 的分流而截止，随后 VT_3 也截止，防止了 VT_1 与 VT_2 同时导通而损坏开关晶体管。当 CON 端转为正常电平后，电路进入下一个工作循环周期。

8. 欠电压保护电路

欠电压保护对于我国目前的电力供应情况来说是非常需要的。往往由于供电电压过低，开关电源无法启动，甚至烧毁，因此必须采取欠电压保护措施。图 1-23 所示是由光耦合器等组成的欠电压保护电路。

当输入市电电压低于下限值时，经过整流桥（未画出）整流、电容 C_3 滤波的直流电压 V_1 也较低，经电路电阻 R_1、R_2 分压后使 V_B 电压降低。当 VT_1 的基极电压 V_B 低于 2.1V 时，VT_1、VD_4 均导通，迫使 V_C 下降。当 $V_C < 5.7V$，立即使 IC_1 的 7 脚（比较器输出端）电压下降到 2.1V（正常值为 3.4V）以下时，IC_1 脉宽调制输出高电平，造成 PWM 锁存器

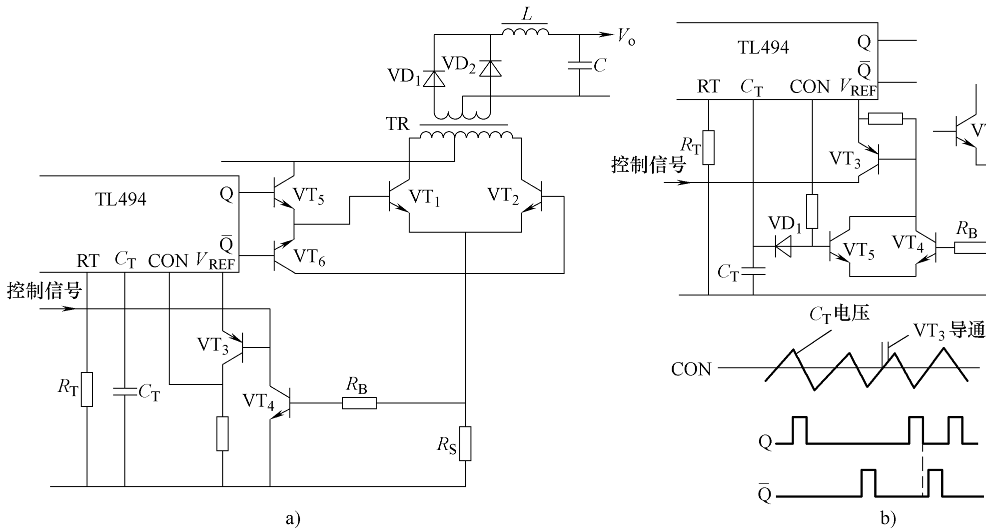


图 1-22　TL494 过电流保护电路

复位，立即关闭输出。这就是光耦合输入、欠电压保护的工作原理。

设 VT_1 的发射结电压 $V_{BE}=0.65V$，VD_4 的导通压降 $V_{F4}=0.65V$，IC_1 的正常工作电压 V_C 的下限电压为 3.4V。显然，当 VT_1 和 VD_4 导通时，VT_1 的基极电压 $V_B=V_C-V_{BE}-V_{F4}=3.4V-0.65V-0.65V=2.1V$，可将 2.1V 作为 VT_1 的欠电压阈值。

$$V_B=\frac{V_1R_2}{R_1+R_2},\ R_2=\frac{V_B}{V_1-V_B}R_1$$

设电源输入最低电压 $V_1=100V$，$R_1=1M\Omega$，$V_B=2.1V$，将其代入上式，可计算出 R_2 的值。

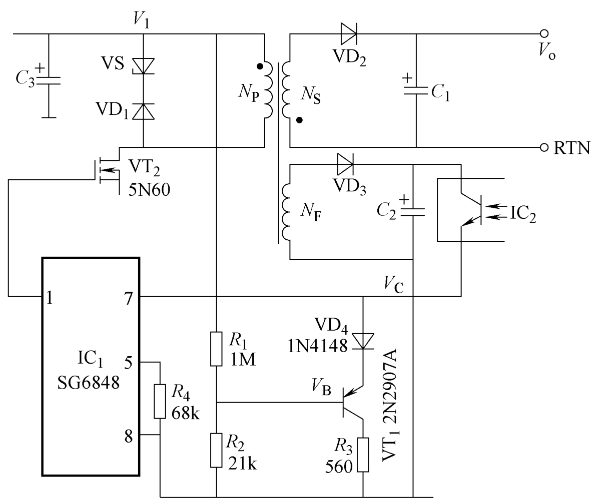


图 1-23　光耦合欠电压保护电路

$$R_2=\frac{2.1}{100-2.1}\times1\times10^3\Omega$$
$$\approx21.45k\Omega，取21k\Omega$$

为了降低保护电路的功耗，反馈电压 V_{FB}应在 12～18V 范围内取值。如果供电电源突然发生断电，直流电压 V_1 也随 C_3 的放电而衰减，使输出电压 V_o 降低。一旦 V_o 降到能自动稳压范围之外，电容 C_2 开始放电，使 V_C 电压上升，同样也使 IC_1 的 PWM 信号的宽度变宽，使输出电压上升，起到稳压作用，但是这种稳压范围很小。

9. 过热保护电路

开关电源的耐温性能和防火性能不仅直接关系到开关电源的可靠性和使用寿命，而且还直接关系到发生火灾的危险程度，关系到人们的生命财产安全。

开关电源的热源主要是高频变压器、开关功率晶体管、整流输出二极管以及滤波用的电

解电容，其中高频变压器、开关功率晶体管及整流输出二极管的温升比较突出。为了防止开关电源因过热而损坏，设计开关电源时不仅要求必须使用高温特性良好的元器件，同时要求电路、印制电路板（PCB）、高频变压器等设计合理、制作工艺先进，并且需要采取过热保护措施，这些都是为保证安全所必须具备的条件。

为了抑制开关功率晶体管的温升，除选用存储时间短、漏电流小的晶体管（包括 MOSFET）外，最简便的方法是给晶体管表面加装散热片。事实证明，晶体管加装散热片后，电源的稳定性将大大提高，失效率明显降低。电子开关过热保护措施的作用是在开关电源中容易发热的元器件或电源外壳的温度超过规定极限值之前，切断开关电源的输入线，或强制关闭调制脉冲输出，停止高频振荡。

开关电源过热保护的类型可分成以下几类：自动复位型，手动复位型，不可更新、非复位（熔丝）型以及可提供等效过热保护的其他各种类型。

过热保护器与开关电源构成整体。最基本的放置要求是不能受到机械碰撞，便于拆装；在保护器的功能与极性有关系时，则用软线连接，插头不带极性的设备应该在两根引线上都有过热保护器；保护器的电路断开时，不影响开关电源的正常工作，更不能引起火灾或损坏电气设备。通常开关电源的电路板面积和壳体内的空间都比较小，采用过热保护器有一定的难度。如果过热保护器确实难以放下，可以采用温度熔丝或热敏电阻作为过热保护器。将它贴在高频变压器或功率开关管壳体表面上，当温度升高到一定值（一般为 85℃）后，过热保护开关就能自动切断电源。对于独立式开关电源，可以采用过热保护电路。这类保护电路一般利用硅材料 PN 结晶体管（如 3DG42）的发射结或热敏电阻作为温度传感器，各种控制电路在工作原理上大致一致，只是元器件配置不太一样。利用热继电器和晶闸管器件组成的过热保护器，由于电路比较简单，所用元器件少，常在开关电源中被采用。

如果开关电源采用了带有过热保护功能的控制及驱动集成电路，这时不需增加任何外围元器件或只需增加非常少量的外围元器件，就可以起到过热保护的作用。

以 KA7522 为代表的开关电源控制及驱动集成电路没有内置 PN 结温度传感器，只含有过热关断电路。对于这类控制集成电路，只需在它的外部接一个温度传感元件，具体的过热保护电路如图 1-24 所示。

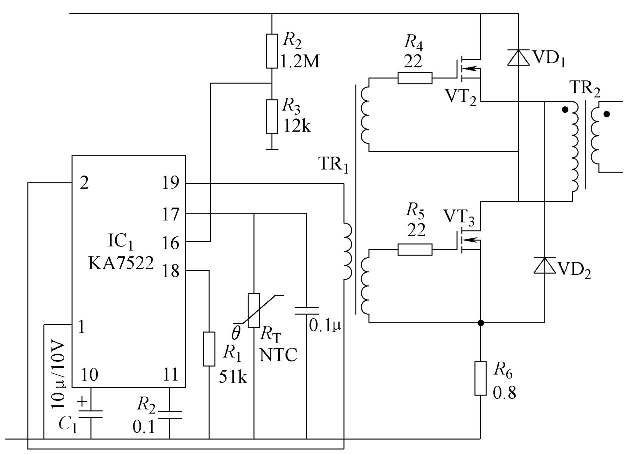


图 1-24 KA7522 过热保护电路

图 1-24 中，R_T 是 NTC 热敏电阻，它在电路板上应紧贴易发热的元件，只要发热元件的温度达到或超过 85℃，IC_1 的 17 脚上的电压就会降到 0.85V 以下，IC_1 则关断内部的驱动电路，使其 2 脚及 19 脚输出的电平为低电平，开关电源停止工作。当温度降低到 50℃时，IC_1 利用 18 脚的电压温度滞后特性，将重新启动，调制脉冲重新输出，开关电源开始工作。由此可见，采用具有过热关断电路的控制集成电路，可使过热保护变得十分简单，而且集成电路本身的价格也很低，

其性能价格比是很高的，值得推广。

1.2.9 开关电源软启动电路

开关电源接上电源后，驱动脉冲逐渐加宽到设计值，使输出电压 V_o 慢慢建立，这个过程就是软启动。开关电源如果具有软启动功能，就可以防止负载电流 I_o 或电源输入电流 I_S 的大电流冲击，以免损坏开关电源。

软启动的电路很多，多数采用 RC 延时电路。与软启动相反的就是硬启动。硬启动就是强制性地在开关的“关”和“开”过程中加进电压。理论分析：开关导通时，开关上的电流上升和电压下降是同时进行的；开关截止时，电压上升和电流下降也是同时进行的。这样，电流和电压的输入波形叠加便产生开关损耗，这种损耗会随着频率的提高而急速增加。与此同时，当电子开关截止关断时，电路中的电感元件还会感应出尖峰电压。这种电压也会随着开关频率的变化而急剧改变，搞不好的话，很可能使开关器件击穿。另外，电子开关高电压导通时，存储在开关器件结电容中的能量不能全部释放出去，在器件内将电能转换为热能而耗散掉，而且这种消耗也是随着频率的升高而增加。如果开关管在截止期间有导通动作，很容易产生很大的冲击电流，对器件的安全运行造成危害。这是开关电源在硬启动条件下的一些实际存在的问题。软启动技术必将在开关电源中得到广泛应用。

1. 软启动电路的作用

现在很多开关电源都采用硬启动的方式，一通电开关电源就进入工作状态。这种“强制性”启动方式，不仅会对开关电源本身带来损害，还有可能在负载电流（I_o）或输入电流 I_S 上会产生一个大的冲击电流，负载电压 V_o 会超越界限，更重要的是可能产生双倍磁通。什么是双倍磁通呢？开关电源在启动瞬间会产生饱和现象，这种现象在没有设计软启动的半桥式、全桥式和推挽变换式开关电源电路里最容易出现。为了增加高频变压器的磁感应强度，取单向磁化值的两倍，就是摆幅值在峰-峰值之间取值。设计时，为了避免产生双向磁化，可减少半桥式、全桥式、推挽变换式高频变压器的一次绕组的匝数，这样的结果反过来会对开关电源的效率、开关功率管承受的应力带来不好的影响。这种方法不可采用。

电源在稳态工作时，磁心是这样工作的：磁心在关断（t_{off}）时间内，在变压器二次侧的续流二极管和滤波电感的作用下，输出的续流受到钳位，在每半周期开始时刻磁感应强度不是 $+B$ 就是 $-B$，这就是最大磁感应强度摆幅值，在稳态半周期内将是 ΔB 的 2 倍。这种现象还存在潜在的问题，比如说，在变换器刚加进电源 V_S 的瞬间，开关管开始导通，在稳态运行时，可能出现磁心中有双倍磁通的现象。因为在原始磁感应强度起始点磁偏移非常接近于零，从这个开始点开始，2 倍 ΔB 的实变磁感应强度（即峰-峰摆幅）将导致在第一个半周内出现磁心饱和，存在烧毁元器件的可能性。在实验室里，往往在电源未通电之前，各种测试对电源不产生什么影响，认为是安全的、可靠的，可是等到一通电，开关管就烧毁了。这就是双倍磁通效应的恶果。

为了防止出现这种双倍磁通效应，第一，可减小工作磁感应强度，但这样做的结果是减小了磁心的利用率，这是不可行的。第二，可增加软启动环节，在稳态半周期内不出现磁心饱和现象。在启动时减小导通脉冲宽度，直到磁心在每个周期内开始工作时，逐渐建立在 $-B$或者 $+B$ 上而不是 $2\Delta B$ 上，就不会出现双倍磁通。这种软启动方法是解决双倍磁通效应最可行的方法。

2. 软启动电路的设计

图 1-25 所示的是一种软启动性能较好的电路。

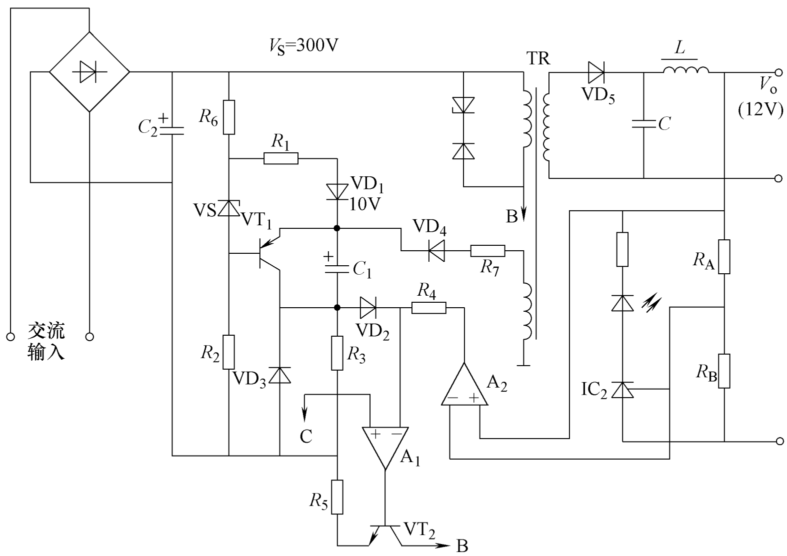


图 1-25　带有运放的软启动电路

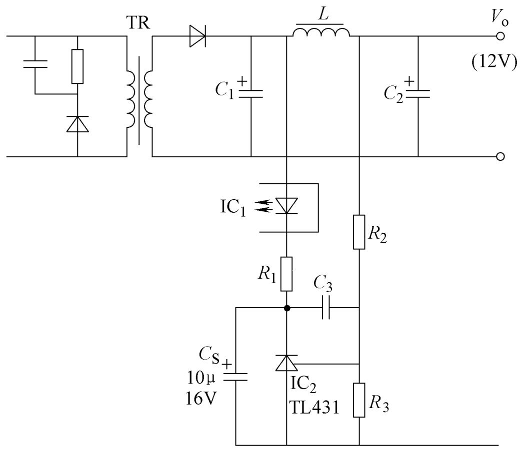
电源接通时，通过 R_6、R_1、VD_1 的 10V 电压较快地建立起来（相对 V_S = 300V 而言）。这时，C_1 的端电压为零。10V 电压经 R_3 对 C_1 充电，R_3 上的电压经 VD_2 加到运算放大器 A_1 的反相端。A_1 的输出为负，这时不可能有脉冲输到驱动回路。当一次电压 V_S 加到变换电路上后，C_1 充电到一定电压时，电压加到 VT_1 的发射极和集电极之间。由于电阻 R_2 的存在，VT_1 导通。VT_1 导通后，充电电容 C_1 开始放电，这一状态一直维持到没有脉冲产生。当 V_S 电压加到变换电路上已达到 200V 时，稳压管 VS 击穿，VT_1 截止关断，C_1 放电停止。在 10V 电压的作用下，电流流经 R_3 形成电压 V_{R3}，向电容 C_1 充电。随着充电电流的减小，R_3 上的电压 V_{R3} 逐渐降低，A_1 的反向输入端电压由负值逐渐变为零。在同相端三角波的作用下，放大器 A_1 逐渐有调制脉冲加宽输出，这就达到了软启动的目的。

A_2 为误差放大器。从输出电压 V_o 中引出的信号加到 A_2 的同相端，A_2 的输出信号经 R_4 控制 A_1 的反相输入端。C_1 虽经 R_3 充电，但 VD_2 反向偏置，C_1 不会影响脉宽调制。当电源关断时，C_1 又使 VT_1 导通，把 C_1 上的电压放完，为下一次充电做好准备。

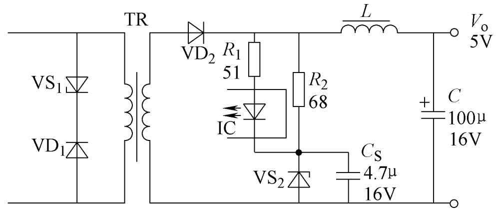
这个电路不仅提供延迟软启动功能，而且还具有低压保护功能，调整好后可以防止启动瞬间的双倍磁通效应。

图 1-26 所示的是两种光耦合软启动电路。在图 1-26a 中，软启动电容 C_S 并接在精密稳压源 IC_2（TL431）的阴极和阳极之间。当电路刚接上电源时，由于启动电容 C_S 的两端电压不能突变，V_{AK} = 0，IC_2 不工作。随着整流器输出电压逐渐升高并由光耦合器中发光二极管上的电流和 R_1 上的电流对 C_S 充电，C_S 上的电压不断升高，IC_2 逐渐转入正常工作状态，输出电压就在延迟时间内慢慢上升，最终达到额定的输出电压值 V_o。

软启动是变换电路的正常方式启动，它有助于减少元器件所受的应力。图 1-26a 所示电路是一个非常重要的电路，具有实际功效，特别对输入阻抗很高的变换电路（如半桥式、全桥式、推挽式变换电路）更为有效。图 1-26b 所示电路在稳压管的两端并接一只 4.7 ~



a) 精密耦合软启动电路



b) 普通光耦合启动电路

图 1-26 两种光耦合软启动电路

22μF 的电解电容 C_S，它的工作原理与图 1-26a 所示电路相同，具有延时启动功能。延时时间的长短与开关电源输出功率的大小有关，大功率电源一般要延时 30～45ms，中小功率的电源只要延时 10～30ms 就可以了。电源的延时时间主要决定于启动电容的容量，另外还与电源电路的输入阻抗有关。一个高输入阻抗的电源，它的启动时间就长。当然，启动时间也与电路中元器件的参数有关。对启动时间要进行调整，延时时间不能太长，否则会影响控制灵敏度。

1.3 开关电源电路设计理论

1.3.1 开关电源控制方式设计

开关电源的设计多数采用脉宽调制（PWM）方式，少数设计采用脉冲频率调制（Pulse Frequency Modulation，PFM）方式，很少见到混合式调制方式。脉冲频率调制是将脉冲宽度固定，通过调节工作频率来调节输出电压。在电路设计上要用固定频率发生器来代替脉宽调制器的锯齿波发生器，并利用电压、频率转换器（例如压控振荡器）改变频率。稳压原理是：当输出电压升高时，控制器输出信号的脉冲宽度不变，而工作周期变长，使占空比减小，输出电压降低。调频式开关电源的输出电压的调节范围很宽，调节方便，输出可以不接假负载，详见图 1-27 所示的波形图。混合调制方式是指脉冲宽度与频率都不固定，都可以改变。目前这种调制方式应用得不是很多，产品类型也不多，只是在个别实验室中使用，其原因是两种调制方式共存，相互影响较大，稳定性差。再者，这种开关电源电路设计比较复杂，集成控制电路也不是很多。但是它的占空比调节范围很宽，输出电压能做到很低。

1. 脉宽调制的基本原理

开关电源采用脉宽调制方式的占很大比例，所以有必要对脉宽调制的基本原理加以了解。220V 交流输入电压经过整流（UR）滤波后变为脉动直流电压，供给功率开关管作为动力电源。开关管的基极或场效应晶体管的栅极由脉宽调制器的脉冲驱动。脉宽调制器由基准

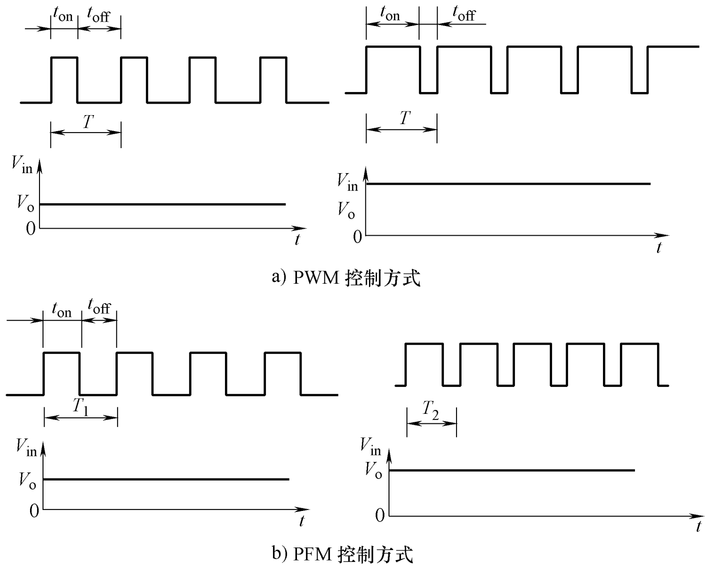


图 1-27　PWM、PFM 控制方式波形

电压源、误差放大器、PWM 比较器和锯齿波发生器组成，如图 1-28 所示。从开关电源的输出电压取一信号电压与基准电压进行比较、放大，然后将其差值送到脉宽调制器。脉宽调制的频率是不变的，当输出电压 V_o 下降时，与基准电压比较的差值增加，经放大后输入到 PWM 比较器，加宽了脉冲宽度。宽脉冲经开关晶体管功率放大器驱动高频变压器，使变压器一次电压升高，然后耦合到二次侧，经过二极管 VD 整流和电容 C_2 滤波后，输出电压上升，稳定输出电压反之亦然。

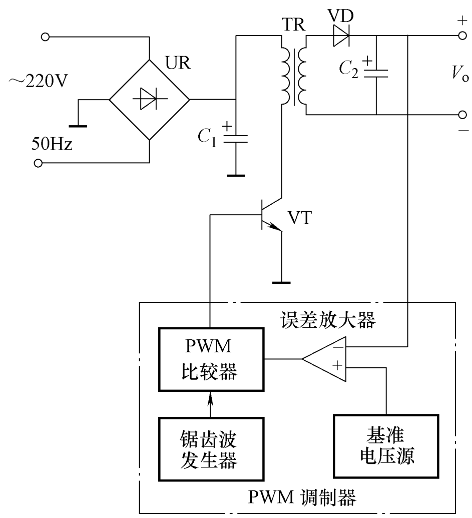


图 1-28　脉宽调制的原理图

设计脉宽调制要注意的是反馈信号的质量，反馈信号前沿要陡峭后沿要短促，设计时后沿要用斜坡校正，还要有误差补偿，各脉冲有一定的时间间隔，保证脉宽调制的稳定性和可靠性。

2. 脉冲频率调制的基本原理

脉冲频率调制的过程是这样的：如图 1-29 所示，从输出电压中取出一信号电压并由误差放大器放大，放大后的电压与 5V 基准电压进行比较，输出误差电压 V_r，并以此电压作为控制电压来调制压控振荡器（VCO）的振荡频率 f。再经过瞬间定时器、控制逻辑和输出级，输出一方波信号，驱动 VT，最后经高频变压器 TR 和整流滤波电路获得稳定的输出电压 V_o。假设由于某种原因而使 V_o 上升或负载阻抗下降，控制电路立即进行下述闭环调整：$V_o\uparrow\rightarrow V_r\uparrow\rightarrow f\downarrow\rightarrow V_o\downarrow$。该循环的结果是输出电压 V_o 趋于稳定，反之亦然。这就是 PFM 的工作原理。假设电源效率为 η，脉冲宽度为 m，脉冲频率为 f，则有 $V_o=\eta mfV_1$。当 ηmV_1 确

定后，通过调制 VCO 的振荡频率就可以调节输出电压 V_o，并实现稳定输出。需要指出的是，a、b、c 是压控振荡器外围元器件连接端，它们将决定振荡的工作频率和频率调制灵敏度；d 为锯齿波电压输入端，由它改变定时器的定时时间。

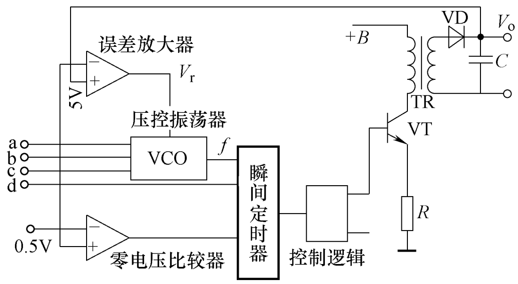


图 1-29 脉冲频率调制的基本原理

频率调制的优点是电路的硬件较少，电路简单，但定时器逻辑控制器要求严格对周围元器件紧密布局，连线越短越好，所用的电容的频率特性、绝缘电阻、精密度比较高。

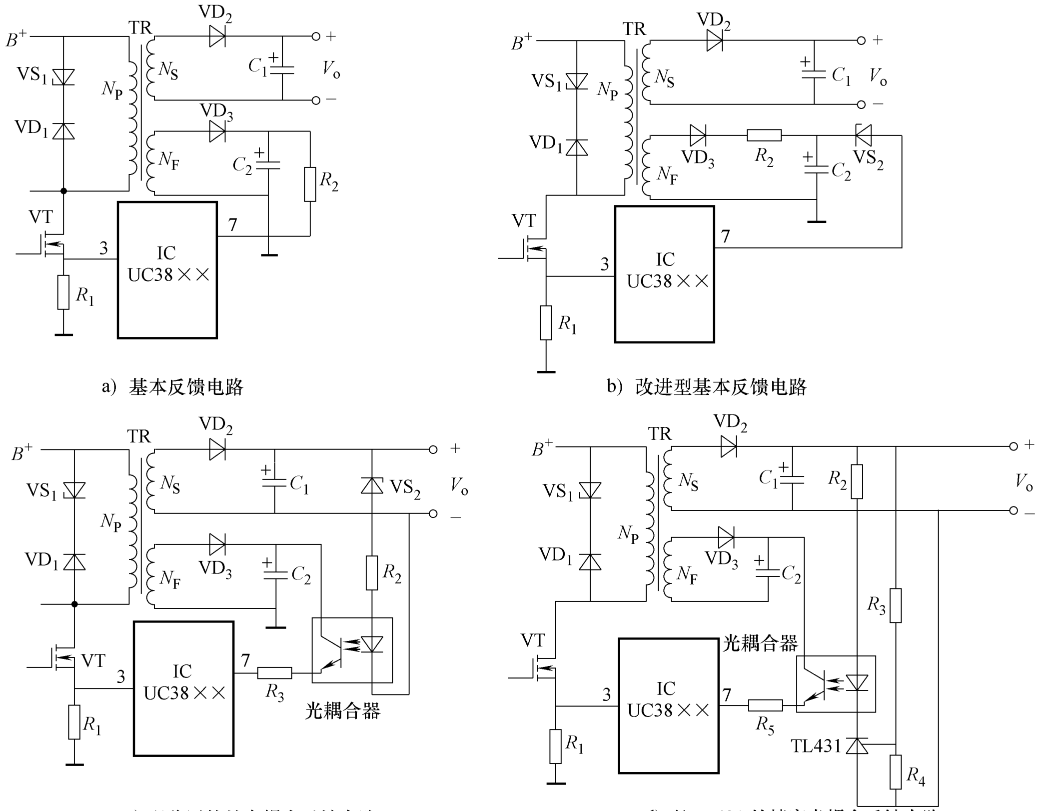
3. 开关电源反馈电路的设计

开关电源有两种工作模式：一种是连续模式（Continuous Mode，CUM），另一种是不连续模式（Discontinuous Mode，DUM）。这两种模式的主要差别是，在振荡周期中电路电感是否有电流存在。也就是说，在振荡周期中电感上的电流为零值时称为不连续模式，在振荡周期中电感上的电流大于零的称为连续模式。连续模式能量是不完全传递的，不连续模式则为能量的完全传递。采用连续模式的转换器可以减小一次侧峰值电流和有效值电流，降低电路损耗。但连续模式要求增大变压器的一次电感，这将会使变压器的匝数增多、体积增大。不连续模式就是将高频变压器所存储的能量在每个关断周期内全部释放出去，所以要求高频变压器的一次电感量要小，以适合输出较大的功率。开关电源在采用哪种工作模式的同时，还必须联系到反馈。反馈的种类很多，电路也千变万化，但基本类型只有 4 种，即基本反馈电路、改进型基本反馈电路、配稳压管的光耦合反馈电路以及配 TL431 的精密光耦合反馈电路，如图 1-30 所示。图 1-30a 所示为基本反馈电路，这种电路在小功率开关电源中应用得较多，电路简单，成本低廉，有利于电源小型化，缺点是稳压性能差，电压调整率和负载调整率都不太理想。图 1-30b 所示为改进型基本反馈电路，它是在基本反馈电路的基础上加一只稳压二极管 VS_2 和电阻 R_2 而组成的。这样可使反馈电压稳定，负载调整率降低，输出电压的稳定性得到提高。图 1-30c 所示为配稳压管的光耦合反馈电路。当输出电压 V_o 发生变化时，光耦合器的发光二极管将发出不同亮度的光，外部电压与基准电压的差值经光耦合器接收后去控制集成电路 UC38××进行调整，控制输出电压。该电路能使电源的负载调整率达到 1% 以下。图 1-30d 所示是配 TL431 的精密光耦合反馈电路，该电路在开关电源中应用得最多。它的效果最好，稳压性能最佳。用 TL431 代替稳压管 VS_2 构成外部误差放大器，对输出电压 V_o 做精细调整，组成精密开关电源，使电压调整率和负调整率均能达到 0.2% 以下，应用十分广泛。

1.3.2 低通滤波抗干扰电路设计

低通滤波就是为了防电磁干扰。电磁干扰分为传导干扰和辐射干扰两大类。传导干扰是通过交流电源传播给用电设备的，它的干扰频率一般在 30MHz 以下，辐射干扰是通过空间大气层对物体的直射或斜射，它的辐射干扰频率为 30～100MHz，甚至更高。

对于开关电源中的电磁干扰，我们要搞清楚干扰源来自哪里？干扰的通道和传播方式是什么？在开关电源中，电磁干扰主要来自功率开关管、整流二极管及高频变压器，当然还有



a) 基本反馈电路　b) 改进型基本反馈电路

c) 配稳压管的光耦合反馈电路　d) 配 TL431 的精密光耦合反馈电路

图 1-30　反馈电路的 4 种基本类型

一些非线性元器件及印制电路板元器件的布局和走线也不可忽视。功率开关管和高频变压器是处在高频环境下工作的。电压高、频带宽所产生的高次谐波含量高，要抑制电磁干扰，提高电源的工作效率，必须对产生电磁干扰的元器件进行精心设计。

开关管的负载是高频变压器的一次绕组电感。电感负载的特点是电路在开通和关闭瞬间将产生很大的反向电流，称为涌流。这种电流常在变压器一次绕组两端产生浪涌峰值电压。开关管在关断瞬间，由于一次绕组存在有漏感，有相当一部分电能不能传到二次侧，因此，这部分电能将在开关管的集电极或漏极形成尖峰电压，尖峰电压与开关管的关断电压叠加为浪涌电压，此电压对开关管造成严重危害，它还将通过导线由电路输出，形成传导干扰。同样，脉冲变压器的一、二次绕组在开关管的作用下，也将形成高频开关环路电流。这个环路电流将向空中辐射，形成辐射干扰。如果电路中的电容量不足，高频特性不好，高频阻抗高，这时高频电流将以差模方式传到交流电源电路中，形成传导干扰。另外二次整流的反向恢复电流比续流二极管的反向恢复电流小得多，但是，整流二极管的反向恢复电流所形成的干扰信强度大、频带宽、辐射面大，这些都是开关电源研发人员要认真对付的，防止这种干扰源的形成。

开关电源的传导干扰是由输入电源传播的，会对所有的电子设备产生严重的干扰。抑制传导干扰最有效的方法是在电路的输入、输出端加滤波器，还有加缓冲器、减少耦合回路、降低寄生振荡等方式。近年来随着新的电子器件不断出现，人们提出了一些新的抑制方法，

包括有新的控制理论和新的无源缓冲电路等。

1. 频率调制控制法

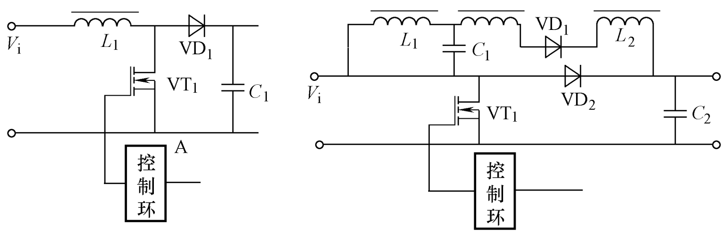
由于频率的变化而产生的干扰源的能量在开关频率下都集中在动态元器件上，要抑制这些动态元器件所产生的干扰频率，满足抑制 EMI 的标准，有一定的困难。开关频率、信号能量抑制是一种比较好的办法。能量调制分布在一个很宽的频带上，产生一系列的分立的边频带。这样将干扰频谱展开，干扰能量被分割成小段分布在各个频段上，经过频率调制，抑制开关电源的 EMI 被化解、吸收，使这一干扰源能量减小。

以前采用随机频率（Randomized Frequency）控制的主要出发点是在电路中加进一个随机扰动信号，使开关的时间间隔进行不规则变化，则开关噪声频谱由原来离散的尖脉冲变成连续分布频率噪声，这样噪声峰值大大下降。

2. 无源缓冲电路

开关电源中的电磁干扰大多是由开关管产生的。其次，输出的整流二极管在导通时，其导通电流不仅将引起大量的开通损耗，还会产生大量的导通电磁干扰信号；在关断时，由于二极管极间电容的存在，同样产生电磁波信号。如果在电路上加进缓冲电路，不仅可以抑制二极管在开通和关断时的电磁干扰，而且具有电路简单、容易控制的特点，因而得到了广泛应用。但传统的缓冲电路结构复杂，很难控制，还可能产生高的电压、电流应力，对开关电源的使用寿命和工作可靠性造成不利。这种缓冲电路不能用于抑制电磁干扰。

图 1-31 所示是升压式 DC/DC 变换电路二极管反向恢复电流抑制电路，结构简单，可靠性高。

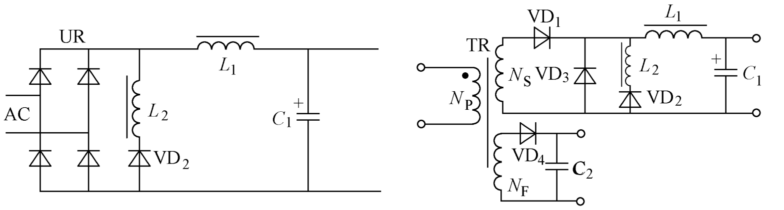


a) 升压电路　　b) 二极管反向恢复电路

图 1-31　升压式 DC/DC 变换电路二极管反向恢复电路

如图 1-31a 所示，VT_1 导通后，二极管 VD_1 截止。由于 VD_1 上的电压很高，VD_1 截止后靠反向尖峰电流加以恢复，反向恢复电流只能由特定的变换器才能抑制。图 1-31b 所示电路可以较好地解决这一问题。该电路在图 1-31a 所示电路的基础上增加了二极管 VD_2 和电感 L_2，这两个元件与主电路电感 L_1 串联，又与主二极管 VD_1 并联。当 VT_1 导通时，二极管 VD_2、电感 L_2 对主电路进行分流，使 VD_1 上的电流为零，直至 VT_1 截止。由于 L_2 的作用，VD_2 上的反向恢复电流很小，近似于零。这种变换器电路最重要的特点是限制了主二极管的反向恢复电流。这种方法还可以用在输入、输出整流二极管对反向电流的抑制方面。图1-32 就是这种方法的运用实例。主二极管的反向电流会对开关管造成很大的电流、电压应力，轻则增加电路的功率损耗，重则会使开关管损坏。图 1-33 所示是无损缓冲电路，它的工作原理是这样的：主开关管导通时，电流 I_L 分两部分，一部分流向二极管 VD，即电流 I_D；另一部分流向 L_1，即电流 I_{L1}。当开关管关断时，电流 I_{L1} 受 VD_1、C_1 的限制，利用 L_1、C_1、C_2 之间的谐振及能量转换，实现对主二极管 VD 的反向电流的限制，使开关管的损耗、EMI 的

量大大减少。同时 VT 导通时，C_1 上的能量通过二极管 VD_2 转移到 C_2 上；VT 关断时，C_2 和 L_1 上的能量传递到负载。这种缓冲电路的损耗很小，效率很高，很有参考价值。



a) 输入整流电路　　b) 二次侧输出整流电路

图 1-32　输入、输出整流二极管电流抑制电路

图 1-34 所示是正激式无源补偿电路，利用磁性复位绕组，可以更加方便地进行补偿。补偿电容 C_{COMP} 与寄生电容 C_{PARA} 的容量大小一样。工作时变压器 TR 使 C_{PARA} 产生的干扰电流与 C_{COMP} 所产生的干扰电流大小相同、方向相反，两者叠加后相互抵消，消除了干扰电流。二极管 VD_3 不但可以保护开关管 VT_1，还对 TR 产生电磁信号起到旁路作用。

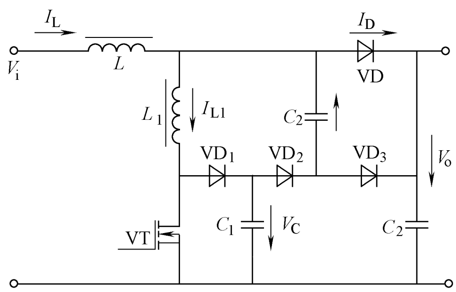


图 1-33　无损缓冲电路

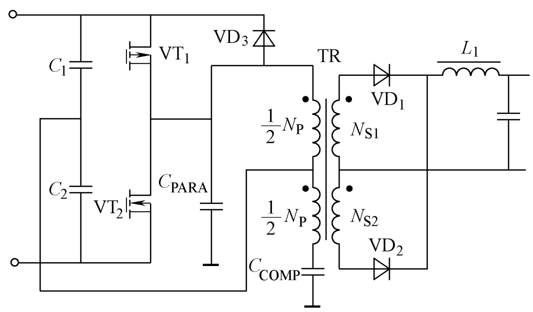


图 1-34　正激式无源补偿电路

3. 接地方法

“接地”有两种：一种是设备接大地，另一种是设备仪器信号接地。两者的概念不一样，目的也不同。前一种要求设备接地的接地电阻必须小于 0.05Ω，后一种地是设备仪器电位的基准点。另外还有浮地，采用浮地的目的是将电路与公共接地系统可能引起的环流的公共导线隔离开。浮地可以使不同电位间的配合变得容易，可以增强抗干扰性能，使设备稳定工作。

4. 屏蔽方法

抑制开关电源产生辐射干扰以及外界对电源的干扰，采用屏蔽的方法是最有效的，也是最普遍的。屏蔽的材料除了电导率良好的金属材料外，还可用磁导率较高的磁性材料。脉冲变压器对磁通的泄漏是最容易发生的，有漏磁就会产生磁场干扰。对这一问题，可以利用闭合环形成磁屏蔽，使磁场在一个环形材料内循环，不向外界散射。另外，还可以对整个开关电源进行电场屏蔽。若用电场屏蔽，则外壳引出线一定要与地连接。磁场屏蔽与电场屏蔽是两个概念，屏蔽的方式有点不同。屏蔽还要考虑散热问题和通风问题，一般在屏蔽外壳上钻圆形通风孔，通风孔以多为好，但孔径要小，防止泄漏。屏蔽外壳的引入、引出线要采取滤波措施，否则不仅不起作用，还可能成为干扰磁场发射天线。如果进行磁场屏蔽，外壳则不需接地。

5. 滤波方法

开关电源用得最多的电流处理方法是滤波，如低通滤波、电源滤波、高频滤波、纹波滤波……低通滤波就是将滤波电路安装在开关电源的进线与桥式整流电路之间，它可减少从电网引入的传导干扰噪声，对提高开关电源的可靠性起着十分重要的作用。

传导干扰就是电磁噪声干扰，是开关电源的主要隐患之一。传导干扰又分差模干扰和共模干扰两种。一般共模干扰比差模干扰所产生的电磁辐射能量要大。抑制电磁辐射的最有效方法是采用无源滤波。

1.3.3 整流滤波电路设计

1.3.3.1 低通滤波电路设计计算

低通滤波电路是由电容电感所组成的，它结构简单、成本低廉，但它的作用对抑制传导干扰是有效的，理论上电路设计是复杂繁琐的，技术指标有十几个，计算公式也非常冗长。

进行低通滤波设计时，应注意电磁兼容性。所有的电子设备都在不同程度上存在有EMI，也要求具有良好的EMC。根据麦克斯韦理论，任何传导，如果有电流在导体上流动，那么这个导体的空间就会产生变化着的磁场，磁场作用范围的大小，取决于变化着的频率和产生电磁的电能的大小，它将决定磁场辐射的强度和发射电磁的空间，这就是电磁干扰。而EMC是什么？在有限的空间、时间和频率范围内，各种电气设备共存而不引起设备性能下降，这就是电磁兼容性。一台良好的EMC电气设备，应该不受周围电磁噪声的影响，也不对周围环境产生干扰。

低通滤波器的参数有很多，主要影响参数如下。

1. 低通滤波频率的低频段 f_L 和高频段 f_H 的计算

$$f_L = 1.732\frac{1}{\sqrt{2\pi R_{in} C_{in}}}$$

式中，C_{in}为低通滤波器的电容，以图1-13b的电路为例：

$$C_{in} = (C_2 + C_3) /\!/ C_1 /\!/ C_4 /\!/ C_5$$

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{PK}} \cdot \eta$$

式中，V_{in}是变量，有三种电压输入方式：固定输入：110/115V；通用输入：85～265V；随机输入：230V±35V。

η 为滤波整流效率，$\eta = \dfrac{\dfrac{I_{PK}V_{in}}{P_D}}{D_C V_F K}$

式中，D_C 为当输出电压为最佳值时的调制占空比，一般取0.41；P_D 为低通滤波后的整流输出有效功率；V_F 为整流二极管的正向压降；K 为输出直流电压与输入交流脉动电压比值。

$$f_H = 4.44\frac{1}{\sqrt{2\pi L_S C_{in}}}$$

式中，L_S 是感通量，以图1-13b为例，$L_S = L_1 + L_2$。

f_L 和 f_H 是滤波器低端和高端振荡频率谱，输入阻抗 R_{in}是随着频率上升而增大的，它处在低端抑制电源本身，通过网线的传导干扰，它对EMC起很大作用。f_H 是高端频率谱，感

通量越低，振荡的频率越高，对抑制空中的辐射电磁波的能力越大，但过大的 L_S 不利于 EMC。

2. 低通滤波输入电抗的计算

电抗是阻抗、感抗和容抗的矢量和，它跟随频率变化。当感抗等于容抗时，就产生谐振；当感抗大于容抗时，负载称为感性负载，反之为容性负载，两种负载对电路计算和处理的方式是不同的。输入阻抗在一定频率下，所呈现电阻是不变的，但在频率改变时，它将沿着指数曲线变化，它对电路损耗也有影响。

$$Z_C = \sqrt{R^2 + \left(2\pi f_L - \frac{1}{2\pi f_C}\right)^2}$$

式中，Z_C 是交流电抗，R 是交流阻抗，$2\pi f_L$ 和 $1/(2\pi f_C)$ 是感抗和容抗。电抗 Z_C 的大小，直接影响电源的效率，三参量搭配是否合理对抑制 EMI 的产生、保证射频传输干扰指标达到要求产生很大影响。

3. 插入损耗的计算

所谓插入损耗是指把 EMI 滤波器加进输入电路与桥式整流回路之间，负载噪声电压的变化对数比，它以电平分量分贝表示，分贝值越大，抑制噪声干扰的能力越强，EMC 参量高。插入损耗 A_{db} 计算公式是

$$A_{db} = 20\lg\frac{V_1}{V_2}$$

式中，V_1、V_2 分别为滤波器插入前和插入后的噪声电压。插入损耗越大，低通滤波效果越好。

理论上计算损耗是很繁琐且复杂的工作，因为插入损耗是滤波器振荡频率的函数，只有通过实验室的实际测量，将测量的结果绘制成曲线得到结果。

4. 低通滤波器漏电流的计算

开关电源的漏电流是有明确限制要求的，一般漏电流来自电解电容和功率开关管，还有高频变压器的漏感所形成的漏电流，漏电流对人体安全是有害的。开关电源要求漏电流小于 0.5mA。

$$I_{LD} = 2\pi f C_{in} V_C$$

式中，f 是供电电网频率（Hz）；C_{in} 是低通滤波电路所有电路上的电容量（pF）；V_C 是电容 C_{in} 对大地的压降（mV）。

1.3.3.2 输入整流滤波电路设计计算

开关电源的 AC/DC 转换是将交流电经桥式整流、电容滤波，称之为一次整流滤波。电源的控制电路、脉宽调制电路、功率因数校正电路都是在直流电的条件下工作的。

电网来的交流电压经全波整流变为脉动直流电压 u_i，再经过电容滤波得到较为平直的直流电压 V_i，如图 1-35a 所示，$V_i = \sqrt{2}u\sin\omega t$。

交流电网的电压 u，经全波整流，直流输出电压的 0.9 倍，即 $V_o = 0.9u$；直流输出电流 $I_o = 0.9u/(R+Z)$；二极管承受最大反向电压 $V_D = \sqrt{2}u$。

例如，有一电网输入交流电压 85～265V，输出功率 $P_o = 60W$，求：1）输入有效电流；2）输入平均电流；3）计算输出纹波电压；4）计算充电电流；5）计算滤波输出的负载电流；6）计算电容寿命；7）计算整流二极管的峰值电流和开关管的峰值电压。

设开关电源的工作频率为50Hz，效率为85%。

输入最低直流电压 $V_{i(min)}=85V\times\sqrt{2}=120.2V$。

输入最高直流电压 $V_{i(max)}=265V\times\sqrt{2}=374.71V$。

电路输入功率 $P_i=P_o/\eta=60W/0.85=70.6W$。

计算转换电能占空比：$D_{max}=V_{OR}/(V_{min}+V_{OR}-V_{DS(on)})$，$D_{min}=V_{min}/(V_{min}+V_{OR}-V_{DS(on)})$。式中，$V_{min}$、$V_{OR}$分别是输入直流电压在变压器一次绕组的最低和最高感应电压，$V_{DS(on)}$是开关管的导通电压，分别取90V、135V和10V代入上式：

$$D_{max}=135/(90+135-10)=0.628$$

$$D_{min}=90/(90+135-10)=0.419$$

$$D_{ave}=(D_{max}+D_{min})/2=(0.628+0.419)/2=0.524$$

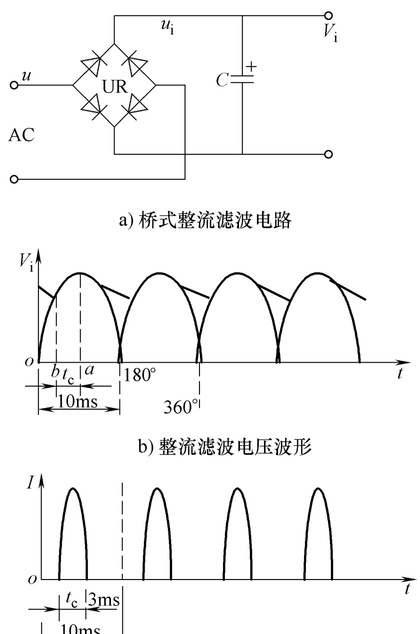
1）计算输入有效电流 $I_{as}=P_i/V_{i(min)}=70.6W/120.2V=0.59A$。

2）计算输入平均电流 $I_{dc}=I_{as}D_{ave}=0.59A\times0.524=0.31A$。

3）计算整流滤波电容 C 的容量

$$C=\frac{1.8P_o\times10^6\times\left(\frac{1}{2f}-t_c\right)\times10^{-3}}{(V_{i(max)}-V_{i(min)})^2/2\pi}$$

式中，f 为输入交流电压频率，50Hz；t_c 是整流二极的导通时间，通常整流桥的导通角为180°，但由于滤波电容 C 的作用对电路有充电和放电，二极管的导通角只能是36°~90°，也是电容充电时间。从图1-35b可见，oa 为半个周期的一半，$oa=5ms$，那么 ob 是多少呢？



a) 桥式整流滤波电路

b) 整流滤波电压波形

c) 整流滤波电流波形

图1-35 整流滤波电路及输出波形

90:5=36:ob，即 $ob=36\times5ms/90=2ms$，则 $ab=5ms-2ms=3ms$。

图1-35c是整流电流的波形。

$$C=\frac{1.8\times10^6\times60\times2\pi\times(10-3)\times10^{-3}}{(374.71-120.2)^2}\mu F=\frac{4747.68\times10^3}{64775.34}\mu F=73.3\mu F,取68\mu F$$

4）计算电容负载电阻 $R_{LC}=V_{i(min)}/I_{dc}=120.2V/0.31A=387.7\Omega$。

设低通滤波的电抗 $Z_C=10\Omega$，则滤波器的电阻与电容负载的阻抗比值为 $Z_C/R_{LC}=10/387.7\approx0.026$。

5）计算电容滤波的纹波电压 $V_{cr}=4I_{as}t_o\times10^{-3}/(2\pi C\times10^{-6})=4\times0.59\times3\times10^{-3}/(2\times3.14\times68\times10^{-6})V=7.08\times10^{-3}/427.04\times10^{-6}V=16.6V$。

6）计算电路对电容充电电流 I_{aca}。桥式整流电路每半周3ms时间对滤波电容充电（7ms为放电时间），其充电电流 $I_{aca}=t_cI_{acp}/(T/2)$。根据阻抗比值0.026，由图1-36查到 $I_{ac}/I_{dc}=1.2$，则 $I_{ac}=1.2I_{dc}=1.2\times0.31A=0.37A$。

又由图1-37查出 $I_{acp}/I_{ac}=3.6$，则低通交流输入的峰值电流 $I_{acp}=3.6\times0.31A=1.12A$。所以充电电流 $I_{aca}=3\times10^{-3}\times1.12/10\times10^{-3}A=0.336A$。

7）计算滤波电路的负载电流 I_{rL}。由输入有效电流 I_{as} 减去充电电流的矢量差为滤波的

负载电流，$I_{rL}=\sqrt{I_{as}{}^2-I_{aca}{}^2}=\sqrt{0.59^2-0.336^2}\text{A}=0.485\text{A}$。

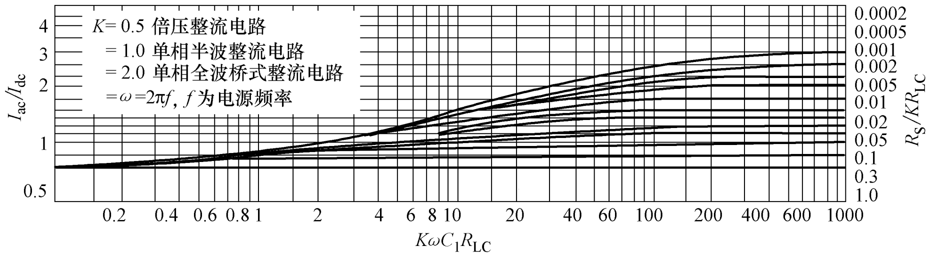


图 1-36　交流输入电流有效值与输出平均电流之间的关系

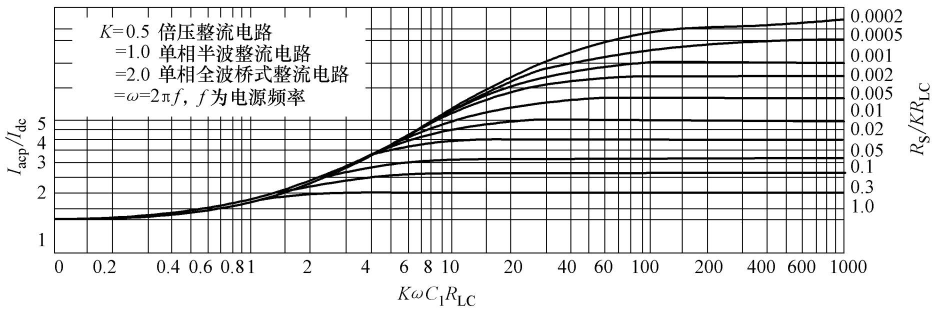


图 1-37　交流输入电流峰值与输出平均电流之间的关系

8）计算电容寿命。若变换器确定的最高温度为60℃，机内温升为15℃，电容器工作环境温度为 75℃。环境温度为 75℃ 时，补偿系数 K 为 1.32，50℃ 时允许纹波电流为 0.33A，则

$$I_{r75}=1.32I_{r50}=1.32\times0.33\text{A}=0.436\text{A}$$

当环境温度为50℃时，内部温升为

$$\Delta T_{65}=\Delta T_{75}K^2=4.25\times1.32^2\text{℃}\approx7.4\text{℃}$$

当环境温度为75℃时，电流为0.26A，内部温升为

$$\Delta T_{75}=\Delta T_{65}\left(\frac{0.26}{I_{r75}}\right)^2=7.4\times\left(\frac{0.26}{0.436}\right)^2\text{℃}\approx2.63\text{℃}$$

电容器的寿命 L_V 为

$$L_V=L_0\times2^{(75-65)/10}\times4^{(5-4.6)/10}=2500\times2^1\times4^{0.04}\text{H}\approx5285\text{H}$$

式中，L_0 为电容的保证寿命，可由生产商的产品目录查得。电容所承受的电压是最大输入电压的$\sqrt{2}$倍，实例中为 $265\times\sqrt{2}\text{V}\approx375\text{V}$。所以电容选用容量为 68μF、耐压为 400V、温度为 105℃的电解电容，在环境温度为 75℃时，承受最高电流为 1.12A。

1.3.4　整流二极管及开关管的计算选用

开关电源的整流桥由四只二极管组成，每两只二极管串联起来完成交流电压半周期的整流任务。因此，每只二极管流过的电流只有每个周期平均电流的一半；每个二极管所承受的峰值电压的一半。

1. 计算峰值电流 I_{PP}

$$I_{PP}=I_{ds}/D_{min}=0.59\text{A}/0.419=1.41\text{A}$$

2. 计算峰值电压 V_{dsp}

$$V_{dsp}=\sqrt{2}V_{max}\left(1+\sqrt{\frac{I_{PP}\times D_{max}}{10L_P}}\right)$$

设变压器一次电感量 $L_P=0.85\text{mH}$

$$V_{dsp}=265\times\sqrt{2}\left(1+\sqrt{\frac{1.41\times0.628}{10\times0.85}}\right)\text{V}=374.71\times(1+0.323)\text{V}=495.74\text{V}$$

通过计算，每只整流二极管所承受的电流为最大电流一半的 3 倍，所承受的电压为峰值电压一半的 2 倍，即 $I_d=\frac{1}{2}I_{PP}\times3=\frac{1}{2}\times1.41\times3\text{A}=2.12\text{A}$，$V_D=\frac{1}{2}V_{dsp}\times2=495.74\text{V}$。根据计算选用二极管 1N5407，它的最高反向工作电压 V_{RM} 为 800V，额定整流电流 I_D 为 3A，完全满足上例整流电路的要求。又根据所计算出的峰值电压和峰值电流选用 IRF820，它的漏源反向击穿电压 $V_{(BR)DS}$ 和最大漏极电流 I_{Dmax} 也符合上面所计算出的参量要求。选用时请参考表 2-5 的技术参数。

3. 开关功率管消耗功率的计算

开关功率管是开关电源的重要部件，是关系到电源损耗、功率效率的关键器件。以图 1-38 为例计算开关功率管的主要参数。这些参数既不是选用的开关管反向耐压越大越好，也不是放大倍数越高越好用，而是综合电路参数及其承受的应力应平衡。

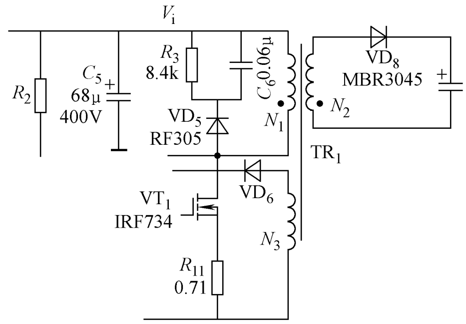


图 1-38 吸收回路

图 1-39 所示，峰值电压为浪涌电压、吸收电压 V_{R3}、输入最大直流电压 $V_{i(max)}$ 之和。

开关功率管所消耗的总功率 P_{Q1} 为

$$P_{Q1}=\frac{1}{5}\left[\frac{1}{6}V_{i(min)}I_{ds1}t_1+\frac{1}{2}V_{ds}(I_{ds1}+I_{ds2})t_2+\frac{1}{6}V_{dsp}I_{ds2}t_3\right]$$

按图 1-40 分别计算开关管在导通时起点和终点的电流 I_{ds1}、I_{ds2}。

$$I_{ds1}=\left(I_o-\frac{\Delta I_L}{2}\right)\frac{N_2}{N_1}=0.1\times\left(7-\frac{0.7}{2}\right)\text{A}\approx0.66\text{A}$$

式中，ΔI_L 为电流在扼流圈上的波动值，按 10% 进行计算。

$$I_{ds2}=\left(I_o+\frac{\Delta I_L}{2}\right)\frac{N_2}{N_1}=0.1\times\left(7+\frac{0.7}{2}\right)\text{A}\approx0.74\text{A}$$

t_1、t_2、t_3、t_4 的值如图 1-40 所示。$t_1+t_2+t_3=t_{on(max)}$，$t_4=t_{off}$，t_3 为开关管的存储时间。

开关功率管 MOSFET 的 PN 结温度 T_j 越高，导通电阻 R_{ds} 越大，功耗也越大。当 T_j 超过 100℃时，R_{ds} 是产品目录给出值的 1.5 ~2 倍。所以，开关功率管的损耗主要是由于 R_{ds} 而产生的。这时有必要加 t_{on} 进行计算，也就是在 $V_{i(min)}$ 时采用 $t_{on(min)}$ 进行计算。这里 VT_1 采用 IRF734，查技术参数表可知 $t_{on}=0.04\mu s$，$t_{off}=0.10\mu s$，$t_{on(max)}=2.0\mu s$。根据图 1-40，$t_2=(2.0-0.04-0.10)\mu s=1.86\mu s$。由上面公式求得

$$P_{Q1}=\frac{1}{5}\left[\frac{1}{6}\times120.2\times0.66\times0.04+\frac{1}{2}\times2\times1\times(0.66+0.74)\times1.86+\frac{1}{6}\times495.74\times0.74\times0.1\right]\text{W}$$

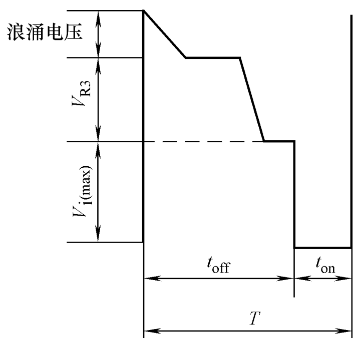


图 1-39　开关功率管电压峰值波形

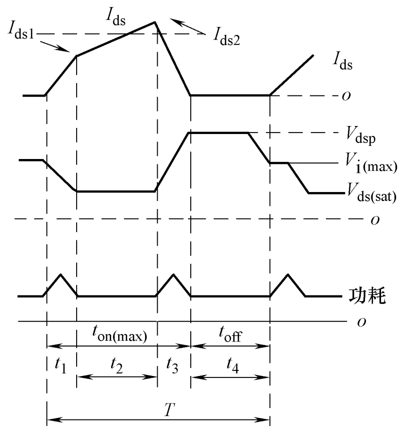


图 1-40　开关功率管的电压和电流波形

$$=(0.53+2.60+6.11)\times\frac{1}{5}\mathrm{W}\approx1.85\mathrm{W}$$

仔细分析，开关功率管有四类损耗：

1）开门损耗：$P_{CON}=I_s^2R_{DS(on)}D$

2）开通损耗：$P_{SWT}=\dfrac{I_sT_{on}}{2U_{DS}}f_s$

3）关断损耗：$P_{SWD}=\dfrac{2}{3}C_{oss}\sqrt{U_{DS}}\sqrt{\dfrac{f_s}{2U_i}}$

4）驱动损耗：$P_{GD}=C_{iss}U_i^2\cdot f_s$

式中，I_s 为正向电流有效值；$R_{DS(on)}$ 为 MOS 导通电阻；f_s 为开关工作频率；C_{iss} 为输入电容；C_{oss} 为输出电容；U_{DS} 为 MOS 管漏-源极压降；U_i 为输入电压；T_{on} 为 MOS 管导通时间周期。

1.3.5　开关电源吸收回路设计

吸收回路如图 1-38 所示，它是利用电阻、电容和阻塞二极管组成的钳位电路，可有效地保护开关功率管不受损坏。VT_1 导通时，变压器 TR_1 的磁通量增大，这时便将电能积蓄起来。VT_1 截止时，便将积蓄的电能释放，变压器一次绕组中便有剩磁产生，并通过 VD_5 反馈到二次侧。剩磁释放完毕后，一次绕组 N_1 的电压 $V_{i(min)}$ 为

$$V_{i(min)}=\sqrt{2}V_{min}=\sqrt{2}\times85\mathrm{V}\approx120.2\mathrm{V}$$

$$V_{i(max)}=\sqrt{2}V_{max}=\sqrt{2}\times265\mathrm{V}\approx374.7\mathrm{V}$$

根据 1.3.4 节的计算，加在 VT_1 上的电压峰值 $V_{dsp}\approx495.74\mathrm{V}$。又设吸收回路工作周期 $T=10\mu s$，一次绕组电感 $L_P=0.85\mathrm{mH}$，则吸收回路的电阻 R_3 为

$$R_3=2\left(\frac{V_{dsp}}{V_{i(min)}D_{AVE}}-1\right)^2\frac{L_PT}{(I_{dc}\times10^{-3})^2}=2\times\left(\frac{495.74}{120.2\times0.523}-1\right)^2\times\frac{0.85\times10\times10^{-6}}{(0.31\times10^{-3})^2}\Omega$$

$$=94.830\times88.45\Omega=8388\Omega=8.4\mathrm{k}\Omega$$

时间常数 R_3C_6 比周期 T 大得多，一般取 5 倍左右。

则 $C_6=\frac{5T}{R_3}=5\times\frac{10\times10^{-6}}{8.4\times10^3}\text{F}=5.95\times10^{-9}\text{F}=0.059\mu\text{F}$，取 0.06μF

用开关管 MOSFET 上的峰值电压（V_{dsp}）减去图 1-38 中 R_3 两端的电压 V_{R3}，就是阻塞二极管 VD_5 所承受的电压。

$$V_{R3}=\frac{1.5V_S}{n}$$

式中，V_S 是高频变压器的二次电压，设 $V_S=13.3\text{V}$；n 是该变压器的电压比，$n=7/64\approx0.109$。

$$V_{R3}=1.5\times\frac{13.3}{0.109}\text{V}\approx183\text{V}$$

所以，VD_5 所承受的电压为 $V_{dsp}-V_{R3}=495.74\text{V}-183\text{V}=312.74\text{V}$，选用耐压值为 400V 以上、电流值在 0.8A 以上的高快速恢复二极管 UF4004。

1.4 开关电源多路输出反馈回路设计

许多电子产品（如自动化仪表、机顶盒解码器、传真机、录像机、彩色电视机等）都需要多路输出电源，多路电流负载要求各路电压都得到稳压。一般开关电源是不能满足上述要求的，因为多路输出往往存在不平衡问题。所谓不平衡是指这个电源某一路的输出电流 I_{o1} 连同输出电压 V_{o1} 调好了，等到调节第二路输出电流 I_{o2} 时，第一路输出电压 V_{o1} 下降了。调好了第一路，第二路变了，再调好第二路，第一路又变了。很是麻烦，更不要说第三路、第四路了。

多路输出反馈电路也有 4 种类型：基本反馈电路、改进型基本反馈电路、配稳压二极管的光耦合反馈电路以及带精密稳压源的光耦合反馈电路。其中以带精密稳压源的光耦合反馈电路用得最多，这是因为它的性能最好。多路输出开关电源也有两种工作模式：一是连续模式（CUM），其优点是能提高控制芯片的利用率；二是不连续模式（DUM），其优点是在输出功率相同的情况下，能采用尺寸较小的磁心，有利于减小高频变压器的体积。多路输出开关电源一般采用连续模式，因为要提高芯片的利用率。但是二次绕组如何绕制，怎样提高高频变压器的效率以及降低漏感，又是一个新的问题。

1.4.1 多路输出反馈电阻的计算

多路输出是以开关电源总功率不变为前提，还要注意改善负载调整率，减小电磁干扰，消除峰值双倍磁通效应，增强软启动功能，实现多路对称输出。图 1-41 所示是实现上述要求的多路输出开关电源原理图。

图 1-41 所示开关电源共有 5 路输出，其中 V_{o1}、V_{o2}、V_{o3} 分别输出 5V/2A、12V/1.2A、18V/1A，V_{o4} 和 V_{o5} 是对称的 ±30V 输出，总输出功率约为 53W。由图 1-41 可见，V_{o1}、V_{o2}、V_{o3} 为主输出，主输出电路分别引出 3 路反馈控制信号；V_{o4} 和 V_{o5} 是辅助输出，采用正负对称输出电路，未加反馈控制。主输出电路因为有反馈控制，虽然各路的负载电流高到 1 ~ 2A，但是当各路负载发生变化时，不会互相影响。图 1-42 所示是 3 路同时提供反馈的电路。

在图 1-41 中，高频变压器的 N_{S1}、N_{S2}、N_{S3} 3 组绕线采用堆叠式绕法。在前面 3 组绕完后，后面两组也采用堆叠式绕法，只是两组分开罢了。由图 1-41 可见，从 V_{o1}（5V）主输出

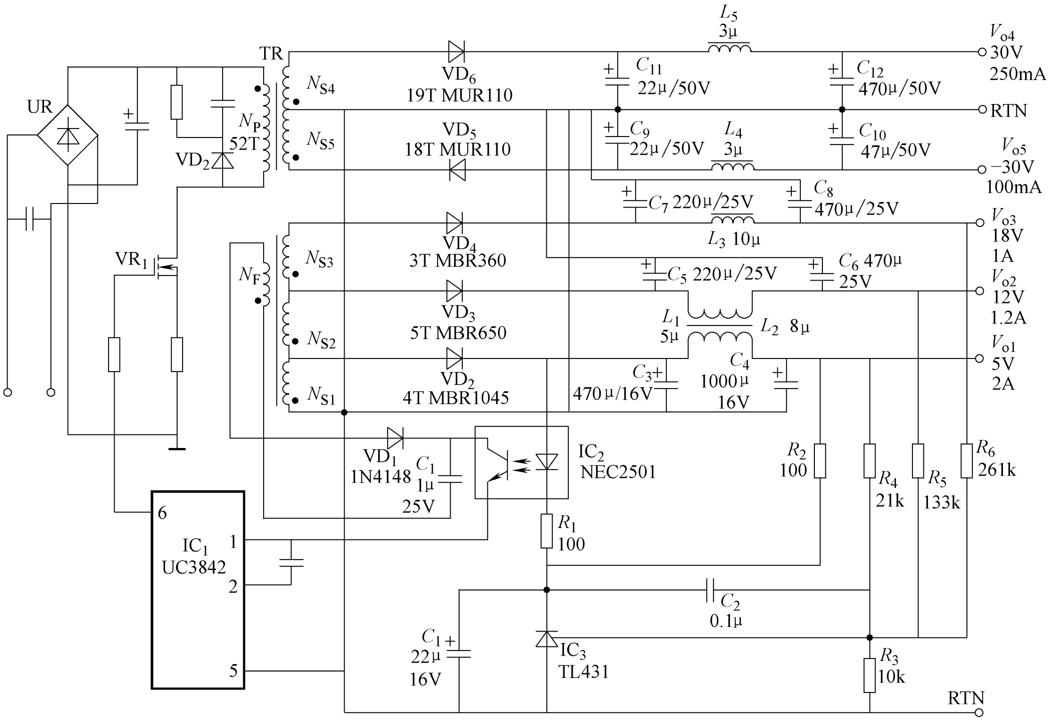


图 1-41　多路输出开关电源原理图

电路引出反馈信号后，其余两组主输出 V_{o2}、V_{o3} 紧随其后，同时从各输出端也增加了反馈。电阻 R_4、R_5、R_6 的一端并联在 R_3 上，另一端各接各组电压输出端。这样，各组输出电压都得到了极好的稳定性，各组输出的负载电流从 10% 变化到 100% 输出的负载调整率分别为 $S_{I1}=\pm1.2\%$，$S_{I2}=\pm1.0\%$，$S_{I3}=\pm0.08\%$。下面谈一下各组输出反馈电阻的计算方法。

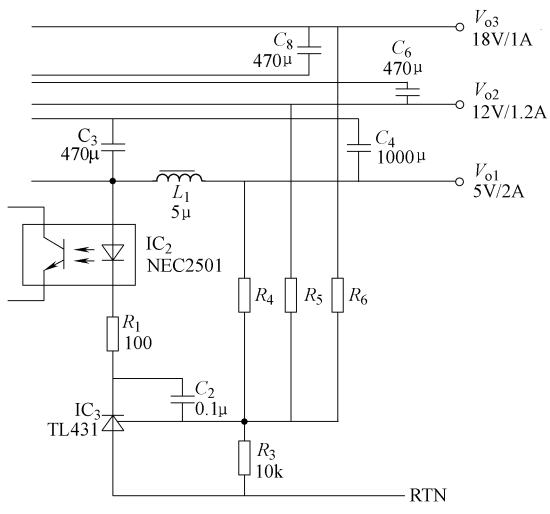


图 1-42　V_{o1}、V_{o2}、V_{o3} 3 路同时提供反馈的电路

V_{o3}(18V) 输出的反馈量由 R_6 的阻值决定，V_{o2}(12V) 输出的反馈量由 R_5 的阻值决定，V_{o1} (5V) 输出的反馈量由 R_4 的阻值决定。首先计算各路反馈电流 I_{F1} ~ I_{F3}。总的反馈电流为

$$I_F=\frac{V_{REF}}{R_3}=\frac{2.5\times10^6}{10\times10^3}\mu A=250\mu A$$

输出总电流为

$$I_o=I_{o1}+I_{o2}+I_{o3}=2A+1.2A+1A=4.2A$$

反馈比例系数 K_1、K_2、K_3 分别为

$$K_1=\frac{I_{o1}}{I_o}=\frac{2}{4.2}\approx 0.476$$

$$K_2=\frac{I_{o2}}{I_o}=\frac{1.2}{4.2}\approx 0.286$$

$$K_3=\frac{I_{o3}}{I_o}=\frac{1}{4.2}\approx 0.238$$

各组反馈电流 I_{F1}、I_{F2}、I_{F3}分别为

$$I_{F1}=I_F K_1=250\mu A\times 0.476=119\mu A$$

$$I_{F2}=I_F K_2=250\mu A\times 0.286=71.5\mu A$$

$$I_{F3}=I_F K_3=250\mu A\times 0.238=59.5\mu A$$

各组反馈电阻 R_4、R_5、R_6 的阻值分别为

$$R_4=\frac{V_{o1}-2.5V}{I_{F1}\times 10^{-6}}=\frac{5-2.5}{119\times 10^{-6}}\Omega\approx 21k\Omega$$

$$R_5=\frac{V_{o2}-2.5V}{I_{F2}\times 10^{-6}}=\frac{12-2.5}{71.5\times 10^{-6}}\Omega\approx 132.87k\Omega\approx 133k\Omega$$

$$R_6=\frac{V_{o3}-2.5V}{I_{F3}\times 10^{-6}}=\frac{18-2.5}{59.5\times 10^{-6}}\Omega\approx 260.5k\Omega\approx 261k\Omega$$

上述计算方法是计算多路输出开关电源反馈电阻的一种既简便又精确的方法。如果要计算4路或5路输出反馈电阻，可将两只精密稳压源并联起来，基准电压 V_{REF}仍为2.50V，这时电路容量将提高一倍。

1.4.2　多路对称型输出的实现

多路输出自然包括对称型正负电压输出回路。由于变压器的二次侧存在多个绕组，不管变压器是采取分离式绕法还是采取堆叠式绕法，各个绕组之间必须用薄膜胶带进行隔离，薄膜胶带隔离的结果是将会产生层间电容。另外，绕组的匝与匝之间也会产生匝间电容，这种电容的存在是产生峰值电流的原因之一。况且，正负对称的两组绕线的长度也不一定相同，它们的阻抗（包括感抗和容抗）也就不一定相等。所有这些不同或不相等的结果将影响对称输出的不平衡，就有不对称输出的出现。解决不对称的办法是：第一，在绕制变压器时一般采用堆叠式绕法，并且将先绕的那一组（如正电压输出）多绕1~2匝，这样既消除了轻载时的不稳定性，也加强了磁场耦合能力，使得两组能达到较好的“平衡”；第二，在设计印制电路板时，正、负两组输出的整流二极管和第一级滤波电容（见图1-43）要紧靠高频变压器，变压器的引线以短粗为好，千万不能出现调整好正电压输出后负绕组输出电压发生了变化，调整好负绕组输出电压后正电压输出又发生了变化。虽然正负对称输出电路简单，但在成品开关电源中会出现一些问题，必须在

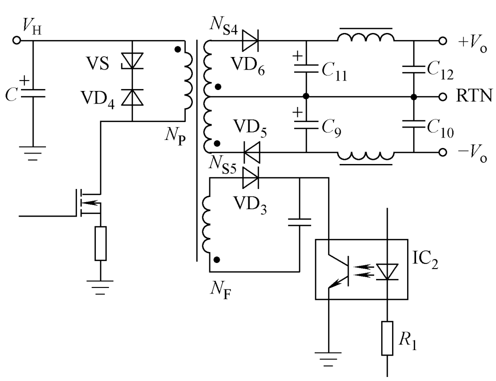


图1-43　正负对称输出电路

调试过程中积累经验，认真试验，保证成品在大规模生产中不出现问题。

1.4.3　多路输出变压器的设计

对待二次侧多路输出的高频变压器，除了绕组间、层间和绕组与绕组间存在分布电容外，变压器的一次绕组与二次绕组之间也存在分布电容，电容较大，二次侧会产生100kHz或更高频率的开关噪声电压。所以，在设计、制作这类变压器时应采取一些相应的措施，如适当减少变压器一次绕组的匝数，增加一次侧与二次侧间的耦合等。但这仅是一部分，还要在电路设计上采取一定的措施，如可利用图1-44所示方法减小电磁干扰。

在隔离输出的接地端与+5V输出的返回端RTN之间接入电容C_{o1}、C_{o2}、C_{o3}，可将噪声电压旁路掉。要求电容的耐电压值为1000V，容量为1.1~2.2nF。

为了提高开关电源多路输出的稳定性，可采用多路同时反馈电路，如图1-42所示。如果要改善多路输出中某一组或某几组的负载调整率，则可采用图1-45所示的方法，就是给5V输出（输出电流大的一组）加一个模拟负载，它的阻值应根据负载变化的范围而定。电路中增加了R_{F1}、R_{F2}，消除了因纹波电流流经R_1、C_9加到精密稳压源IC_3（TL431）的基准端而造成轻载时输出电压不稳定的现象。若一个开关电源有5组输出，则不可能每一组都出现负载调整率不稳定，最多也不超过两组，这两组在低压、大电流输出时也许会出现不稳定。图1-45中R_{F1}、R_{F2}为输出电压V_{o1}、V_{o2}的模拟电阻，C_{10}是软启动电容。

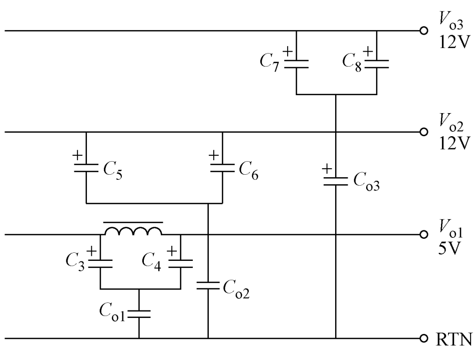


图1-44　减小电磁干扰的方法

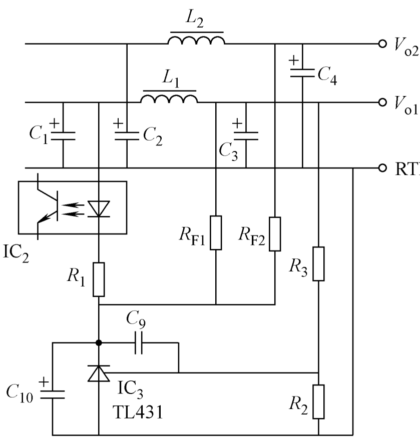


图1-45　改善负载轻载时调整率

1.4.4　设计多路输出高频变压器的注意事项

多路输出高频变压器的设计与一般变压器虽然有很多相同的方面，但是不完全一样。设计多路输出高频变压器时应注意如下事项。

1. 最大限度地增强磁耦合程度

多路输出有5组甚至更多的绕组，每组绕组必须加2~3层高强度、高耐压的绝缘胶带，这样不但会产生大的层间分布电容，还将降低各绕组间的耦合，尤其是一次侧对各二次侧间的耦合，远离一次侧的绕组必将减少磁耦合。所以，变压器的一次侧不能放在铁氧体磁心的最里面，而应根据二次侧输出电流的大小来确定一次绕组所要放的层次位置。如图1-41所示，V_{o1}、V_{o2}、V_{o3}三组输出电流较大，输出电流都超过了1A。这既要采用堆叠式绕法，还

要采用“三明治”绕法，将两种方法结合起来使用。下面根据图 1-46 具体阐述变压器的绕制顺序。首先从 1 脚开始，以 ϕ0. 33mm 高强度漆包线或具有高绝缘强度的 0. 2mm × 1. 8mm 铜条顺时针绕 4 匝至 2 脚结束，记为 N_{S1}。以 ϕ0. 41mm 漆包线从 7 脚开始，顺时针绕 26 匝至 8 脚结束，为 N_P 的一半。在绕完的 N_{S1} 和 N_P 的一半的绕线面上，各绕高压绝缘胶带 3 层，保证 N_{S1} 与 N_{S2} 之间的绝缘强度。接着以 ϕ0. 33mm 的漆包线绕 5 匝，起点是 2 脚，终点为 3 脚，记该绕组为 N_{S2}。同样在 N_{S2} 上面绕 3 层绝缘胶带，再以 ϕ0. 41mm 的漆包线在 N_{S2} 上面绕 26 匝，起点是 8 脚，终点是 9 脚，记为 N_P 绕组。以同样的顺序绕 N_{S3}，再绕 N_F，最后绕 N_{S4}、N_{S5}。要注意的是，绕 N_{S4} 时比 N_{S5} 多 1 匝，这是实现正、负电压对称输出所采取的一项措施。将这两组放在变压器的最外层，一是由于它们的负载电流较小，二是外界干扰的噪声信号相对较弱，电源的电压调整率不因负载的变化而受到影响。

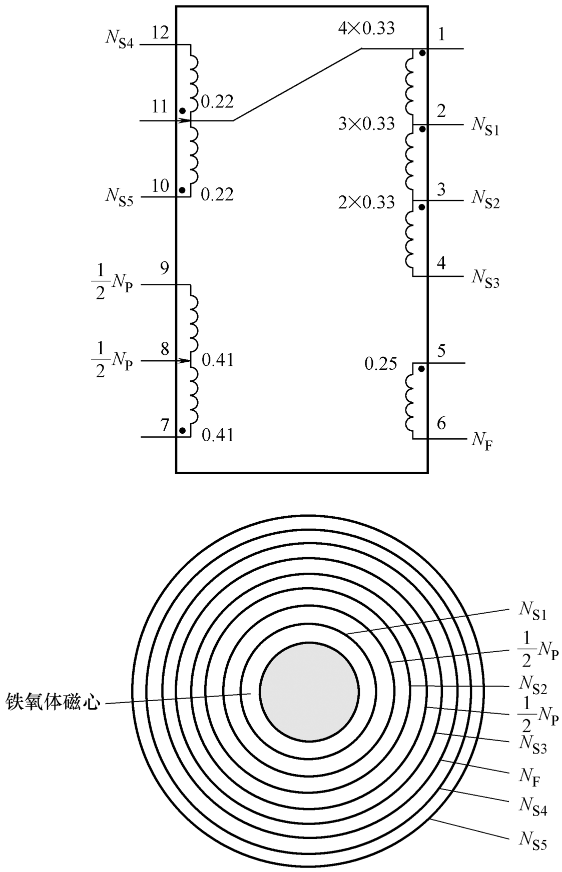


图 1-46 多路输出变压器脚位设计

2. 磁心的选用

多路输出受自身输出功率、磁心的热力效应、磁心的损耗、饱和磁感应强度等多种因素的影响，因此，选择磁心时一定要选用最佳磁感应强度的磁心，这是为了避免出现磁心磁饱和，达到磁心的总损耗最小。总损耗最小的条件是铜损与铁损相等。为了获得最大的效率和最小的损耗，磁感应强度一定要适量，大了会出现磁饱和，小了则磁感量不足，能量没有得到充分发挥。另外，磁心形状的选择也要引起注意。对于多路输出，选用 EC 型磁心比较好，这是因为它绕线的空间大，散热面积大，而且它的耦合性能也比较好。值得注意的是，变压器在输入最低电压和最大脉冲宽度的条件下，对于多路输出的开关电源不能出现饱和，当输入最高电压时，输出脉冲宽度会变窄。这说明磁心是合适的，因为磁心已经远离了饱和区域，是安全的。

3. 考虑避免失控

多路输出电源不能出现任何一路失控，否则，这种电源是失败的。控制电压电路应在高灵敏度状态下工作，当有高电压输入时，能够很快限制脉冲的宽度，这个宽度不能超越设计时的设定值，否则将会失控。当然，电源电路的控制性能要完善，控制电流模式的芯片在考虑避免失控这一要素方面值得借鉴。

1.5　恒功率电路的设计

恒功率电源由两个控制电路构成：一个是电流控制电路；另一个是电压控制电路。要求两个控制电路具有相同的稳定性，当某一个电路输出电压（电流）较小时，另一个电路应具有恒流（或恒压）的作用，达到输出电压或输出电流都具有恒压或恒流的目的，不能因为输入电压或输出电流和外界因温度、湿度、线路负载的影响使输出功率不稳定。

1.5.1　恒流、恒压的工作原理

图 1-47 所示为配上 PC817A 光耦合器，外加两只晶体管组成恒功率电路。一次绕组与 IC_1 的 D 脚变换输出。电路中的 VS_1、VD_5 是变压器一次绕组 N_p 的钳位保护电路，它将变压器一次绕组的漏感所形成的尖峰电压反馈、吸收，使 IC_1 电路在安全范围内运行。VS_1、VD_5 为网络缓冲吸收电路。反馈绕组 N_F 的输出电压经 VD_6、C_3 整流滤波得到反馈电压 V_{FB}、与光敏晶体管提供控制偏压。二次电压经 VD_7、C_5、L_2 整流滤波后，输出 7.5V 的直流电压。C_4 是旁路电容，与 R_8 一同起频率补偿、自动启动、滤除尖峰电压三大作用。R_1 是电源的假负载，空载的情况下，因反馈电压升高而出现“超越”控制，起到稳定作用。

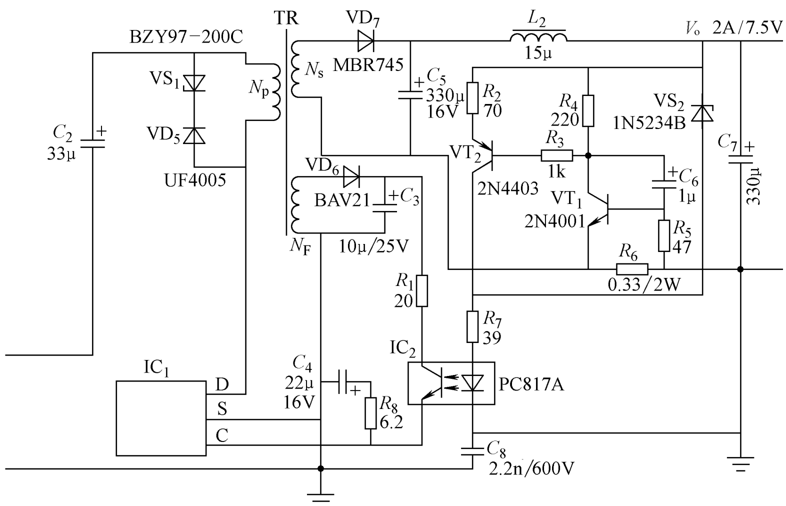


图 1-47　恒功率电路

电路的两个控制电路，第一个是电流控制电路。当输出电流发生异常时，电阻 R_6 对输出电流进行检测。VT_1、VT_2 由两只不同型号的晶体管进行恒流控制。R_4、R_2 是 VT_1、VT_2 集电极偏置电阻，R_1 还起着控制电流增益的作用，R_5 对 VT_1 的发射极电流进行限制，不使 VT_1 过早导通。R_3 限制 VT_2 的基极电流，使它只能工作在放大区。电路是怎样进行恒流控制呢？当输出电流 I_o 增大时，电流在 R_6 上的压降上升，VT_1 导通，接着 VT_2 导通，发射极电流 I_{e2}上升，光耦合器中的发光二极管电流增大，致使控制脉冲占空比 D 变小，迫使输出电流 I_o 下降，控制电路电流呈现开路态势，VS_2 在此期间无电流，电路自动转入恒流工作模式。

第二个是电压控制电路。VS 的稳定电压为 6.2V，工作电流为 10mA。输出电流较低时，

电路工作在恒压模式。在恒压模式时，VT_1、VT_2 截止，电流工作电路因晶体管截止不起作用，这时 VS_2 由输出电压经它有电流通过，而输出电压高低便由 VS_2 的稳压值和发光二极管的压降决定。

IC_1 电子开关既可以工作在 2.2A 受控恒压方式，也可工作在 7.5V 恒压状态下。这种状态下电阻 R_6 所产生的损耗为 0.64W。为了减小损耗，只有减少输出电流或 R_6 的阻值，但是提高恒流的准确度比较困难。IC_1 是恒功率输出的 I_o-V_o 的特性曲线如图 1-48 所示。由图可知，当输入电压为 85～265V 时，特性曲线变化很小，受输入电压的影响很小；当输出电流 $I_o<1.85A$ 时，电路处于恒压区；当输出电流 $I_o=1.90A\pm0.08A$ 时，电路处于恒流区，区里的 V_o 随着 I_o 的微增而迅速降低。当 $V_o\leqslant 2V$ 时，VT_1、VT_2 无工作电流，此时电流控制电路不起作用，但一次电流受 IC_1 的电流限制，电流在 R_4 上的压降 V_{R4}上升，VT_2 集电极电流下降，使光耦合器的工作电流迅速减小，迫使 IC_1 进入重新启动状态。就是说，一旦电流控制电路失去控制，电路立即从恒流模式转入恒压状态，将 I_o 拉下来，对 IC_1 起到保护作用。该电路是一种低成本 LED 驱动电源，可用于室内外照明、交通指示、道路照明等，也用于电池充电器和特种电动机驱动。

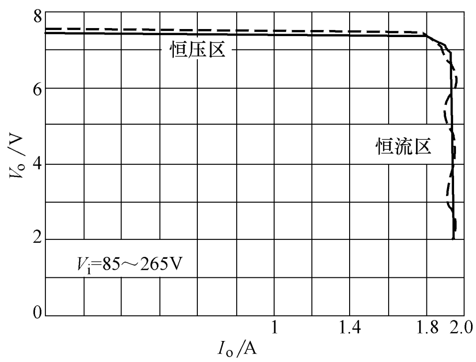


图 1-48 I_o-V_o 特性曲线

1.5.2 电流控制电路设计

电流控制电路由 VT_1、VT_2、R_7、R_6、R_3、R_4、R_5、C_6 和 IC_2 等组成。下面计算输出电流 I_o 的期望值。因 VT_1 的基极电流很小，而 R_6 上的电流很大，所以 VT_1 的 V_{BE1}压降全部落在 R_6 上。

设 $V_{BE1}=0.7V$，则

$R_6=\dfrac{V_{BE1}}{I_o}=\dfrac{0.7V}{2A}=0.35\Omega$，$R_6$ 取 0.33Ω 标称值。

恒流准确度 r 为 $r=\dfrac{I_o'-I_o}{I_o}\times100\%=\dfrac{1.93-2.0}{2.0}\times100\%=-3.5\%$

计算结果与设计指标相吻合，为设计正常，否则 I_o'的变量重新设定。

1.5.3 电压控制电路设计

恒压电路输出电压由下式计算：

$$V_o=V_{Z2}+V_F+V_{R7}=V_{Z2}+V_F+I_{R7}R_7$$

式中，V_{Z2}为稳压值，$V_{Z2}=6.2V$，$V_F=1.2V$。$I_{R7}=I_{C2}=I_F$ 这 3 个参量是随着输入电压 V_i，输出电流 I_o 以及光耦合器的电流传输比（CTR）的变化而变化。TOP202Y 芯片的控制端电流 I_c 从 2.5mA（对应最大占空比 D_{max}）到 6.5mA（对应最小占空比 D_{min}），我们取$I_c=$

4.5mA，则 $I_{R6}=\frac{I_c}{CTR}$。

要求 CTR 为 80% ~160%，取 120%，得 $I_{R6}=\frac{4.5mA}{1.2}=3.75mA$。

令 $R_7=3.75\times10^{-3}\times39V=0.146V$，所以

$$V_o=6.2V+1.2V+0.146V=7.546V\approx7.5V$$

1.5.4 反馈电压的计算

反馈电压设计包括两项内容：首先计算在恒流模式下变压器反馈绕组的匝数 N_F，这是因为在恒流区输出电压和反馈电压都在迅速降低，只有在 V_{FB}足够高时，电能才能进入恒流区工作。其次在恒压模式下计算出反馈电压 V_{FB}：

$$V_{FB}=(V_o+V_{F6}+I_oR_6)\frac{N_F}{N_S}-V_{F7}$$

式中，V_{F6}、V_{F7}分别为 VD_6、VD_7 的正向导通压降，由上式推导出：

$$N_F=\frac{V_{FB}+V_{F7}}{V_o+V_{F6}+I_oR_6}N_S$$

在恒流的模式下，当负载加大（即将负载电阻减小）时，V_o 和 V_{FB}会自动降低，以维持恒流输出。为使电源从恒流模式转换到重新启动状态，要求 V_{FB}至少比在恒流模式下控制电压高出 3V。

设 $V_{FB}=9V$，$V_o=V_{o\,min}=4V$，$V_{F6}=0.6V$，$V_{F7}=1V$，$R_6=0.33\Omega$

$N_S=12$ 匝（N_S 为二次绕组匝数），代入上式：

$$N_F=\frac{(9+1)\times12}{4+0.6+2.0\times0.33}=\frac{120}{5.25}=22.8\approx23$$

在恒压模式下 $V_o=7.5V$，最大输出电流 $I_{omax}=2.05A$

则
$$V_{FB}=(V_o+V_{F6}+I_oR_6)\frac{N_F}{N_S}-V_{F7}=(7.5+0.6+2.0\times0.33)V\times\frac{23}{12}-1V$$
$$=15.79V\approx16V$$

这就是反馈电压额定值，选用光耦合器时，它的反向击穿电压必须大于 2 倍的 V_{FB}。图 1-47中所用的 PC817A 的反向击穿电压为 35V，是安全的，完全满足要求。

1.6 SG6858 恒功率控制电源实例

由 SG6858 组成的 15V/1A 隔离式 LED 驱动电源电路如图 1-49 所示。当交流输入电压在 85 ~265V 范围内变化时，电压调整率为 ±0.2%。这一电压范围适用于全球各国，如美国为 AC 110V，日本为 AC 100V，欧盟各国为 AC 230V，不需要改变电路元器件参数或选用倍压整流开关。

负载电流从 10%（0.1A）变化到 100%（1A）时，负载调整率也能达到 ±0.2%，这能与任何精密电源相媲美。启动电流小，待机功耗低，是这种恒功率开关电源的又一特点。该电路利用一个运算放大器对电压控制回路和电流控制回路进行控制，使得控制利用频率在很多开关之上，因此，它的功耗低、效率高，应用广泛。

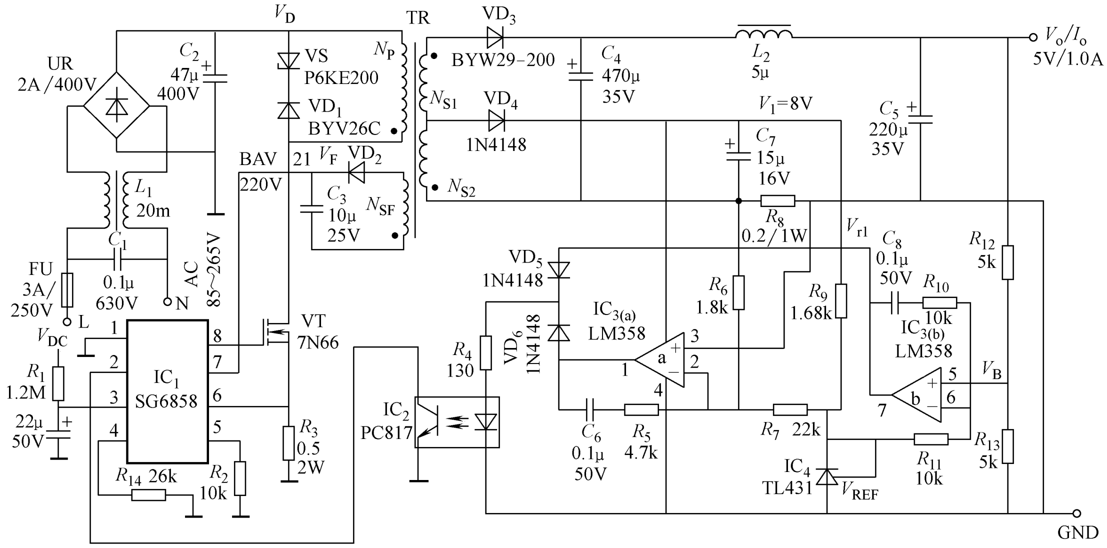


图 1-49　15V/1A 隔离式 LED 驱动电源原理图

1.6.1　SG6858 电路的工作原理

SG6858 是 SGS 公司最近推出的具有类似 TOP 功能的又一新产品。该芯片采用最新技术，在 AC 110V 输入时待机功耗可达到 0.11W 的最低水平，属于高效节能型开关电源。图 1-49所示电路共使用了 4 片集成电路。SG6858 是控制主电路，对脉宽调制进行控制；PC817 为线性光耦合器，与精密稳压源组成线性良好的调节反馈回路；$IC_{3(a)}$和 $IC_{3(b)}$组成低功耗运算放大器。图 1-49 所示的电路与一般的恒压源、恒流源相比有很多不同：$IC_{3(b)}$与取样电阻 R_{12}和 R_{13}组成电压控制回路，$IC_{3(a)}$则组成电流控制回路，按照逻辑或门的原理工作，即在任意时间里，输出为高电平时控制电路起控制作用。电路中增设了变压器二次绕组 N_{S2}，专给控制回路供电。TR 的二次偏压 V_1 能自动跟随直流输入电压 V_D的变化而变化，这样在输入电压升高或降低时，输出电压 V_o 仍保持具有恒流的特性，只是在输出电压 V_o 低于 0.8V 时才使电路进入自动重新启动的状态。该电路使用 SG6858 控制芯片，它集成有适用于驱动的 N 沟道 MOS 功率管，还具有欠电压锁定和软启动功能。在图 1-49 中，采用运放 LM358 构成电流控制回路时，能将电流检测电阻 R_8 的阻值降低到 0.1Ω，它的压降为 0.12V，功耗只有 0.16W，其功率损耗与输出功率的百分比仅为 1.4%，比由晶体管构成的电流控制回路的损耗低得多。另外，还可以以提高输出电压的方式来降低功率损耗百分比，因为输出电压升高，功率升高，而输出电流在 R_8 上的损耗不变。显然，精密恒流、恒压电路中的 R_8 的功耗越低，电源的效率提高得越多。该电路还将反馈电压提高到 18V，光耦合器的工作电压升高到 20V，因此，这里用 PC817 来代替 PC816。PC817 的反向击穿电压 $V_{(BR)CEO}$ =70V，而 PC816 只能承受 35V 电压。

图 1-49 中的二次电压经 VD_3、C_4、L_2 和 C_5 整流滤波后，得到 5V、1A 的电能输出。R_{12}、R_{13}是分压取样电阻。输出电压 V_o 经 R_{12}、R_{13} 分压取得采样电压 V_B，此电压加到 $IC_{3(b)}$的 5 脚（同相输入端）。由 TL431 产生的基准电压（V_{REF} = 2.50V）输入到 $IC_{3(b)}$的 6 脚，V_B 与 V_{REF}比较后，输出误差信号 V_{r1}，再通过 VD_5 和电阻 R_4 转换成电流信号。此电流

流入光耦合器 IC_2 中的发光二极管 LED，使其发光，进而使光耦合器中的接收晶体管产生光控电流。该电流流进 IC_1 的 2 脚（反馈输入端），控制占空比的变化，使输出电压 V_o 在 $IC_{3(b)}$ 和光耦合器的作用下保持不变，实现恒压功能。电压控制回路中的 C_8、R_{10} 和 R_{11} 是电路频率补偿网络。IC_4 的标准电压端 V_{REF} 与阴极连在一起，其目的是使输出电压 V_{REF} 也为 2.5V。R_9 是 IC_4 的限流电阻，使 IC_4 的工作电流限制在 4.75mA。$R_9 = 8V/4.75mA \approx 1.68k\Omega$。

$IC_{3(a)}$ 是该电路的电流控制回路的电压比较器，它的同相输入端接电流检测信号 V_{R8}，反相输入端接在分压电阻 R_7 和 R_8 之间，其输出电压通过 VD_6 和电阻 R_4 转换成电流信号。此电流信号流入光耦合器内的发光二极管 LED，控制 IC_1 的占空比，使电源输出电流 I_o 在恒流区内维持恒定。从图 1-49 清楚地知道，VD_5、VD_6 就是一个“或门”。或门的意义是，若使电流控制回路输出高电平，电压控制回路为低电平，则维持电路工作在恒流输出区的状态；相反，如果电压控制回路输出高电平，电流控制回路为低电平，则电路工作在恒压输出区的状态。

二次绕组 N_{S2} 的感应电压经 VD_4 整流和 C_7 滤波后，获得直流电压 V_1，专门为 IC_3 提供工作电压。当输入交流电压在 85～265V 之间变化时，V_1 将在 3～42V 范围内变动。这个电压足以为 IC_3 在恒流、恒压过程中提供所需的电能，保证恒流、恒压正常运行。

电源可用于手机充电器、火力发电厂仪表、公路、铁路交通指示器、LED 手电筒照明、台灯等用电装置。

1.6.2 SG6858 恒功率电路的参数计算

1. 电流控制回路的计算

要求：二次输出电流 I_o 不随输入电源电压、环境温度以及运行时间的变化而变化，是相对恒定的。

SG6858 恒流输出的电流 I_o 由下式计算：

$$I_o = \frac{V_{REF} R_6}{R_8 R_7}$$

选择 R_6 时，应根据 LED 正向工作电流对精密稳压源 IC_4 的影响程度和运算放大器 LM358 的输入电流所产生的误差来决定阻值的大小。现取 $R_6 = 1.8k\Omega$，$R_8 = 0.1\Omega$，$I_o = 1A$，则信号检测电压 $V_{R8} = 0.1 \times 1.0V = 0.1V$。将 $V_{REF} = 2.50V$ 和 R_6、R_8 的值代入上式，可计算出 $R_7 \approx 45k\Omega$。

2. 电压控制回路的计算

要求电压控制回路和电流控制回路一样，不要以外界条件的变化而变化。恒压输出的电压 V_o 由下式决定：

$$V_o = V_{REF}\left(1 + \frac{R_{12}}{R_{13}}\right)$$

上述公式不但适合于计算输出电压，也为计算精密负反馈电阻提供依据。R_{12}、R_{13} 是串联分压取样电阻，总阻值不宜过小，否则会产生噪声干扰，但总阻值过大也将增加电路损耗。一般 R_{13} 取 5kΩ，$R_{12} = 5k\Omega$，则输出电压 $V_o = 5V$。

3. 反馈绕组电压的计算

二次侧 IC_3 的供电电压与一次绕组 N_P 的电压极性相同，N_P 与 N_{S2} 同各端的位置相互一致，因此，VD_4 与 SG6858 的 2 脚因同步而导通或截止。它的意义是，供电电压 V_1 紧跟直流输入电压 V_D 的变化而变化，而与输出电压 V_o 无关，这一点是非常重要的。由于输出电压 V_o 非常低，因此才能保证电流控制回路的控制能力对输出电流进行控制，如果输出电压 V_o 较高，将无法确保恒流工作。V_1 与 V_o 的大小有关，当输出电压 V_o 下降到较低水平时，有可能使电流控制回路超越恒流区而无法正常工作。

二次供电电压的最低值 $V_{F(min)}$ 为 5V，它的表达式为 $V_F = V_D V_{S2}/V_P - V_{FD}$ 或 $N_{S2} = N_P(V_F + V_{FD})/V_D$。

为了计算 N_{S2}，首先要计算直流输入电压的最小值 $V_{D(min)}$。

$$V_{D(min)} = \sqrt{V_{min}^2 - \frac{2P_o\left(\frac{1}{2f_L} + t_c\right)}{\eta}}$$

式中，$V_{min} = 85V$；$P_o = 5W$；$f_L = 50Hz$；$t_c = 3ms$；$\eta = 85\%$。所以，$V_{D(min)} \approx 84.97V$。

根据 $V_{D(min)} = 84.97V$，$N_P = 70$ 匝，$V_{FD} = 0.6V$（二极管压降），有

$$N_{S2} = \frac{N_P}{V_D}(V_F + V_{FD}) = \frac{70}{84.97} \times (5 + 0.6) \approx 4.61 \approx 5$$

$$\frac{V_{D(max)}}{V_{F(max)}} = \frac{N_P}{N_{S2}}$$

直流输入电压的最大值 $V_{D(max)} = \sqrt{2}V_{max} = \sqrt{2} \times 265V \approx 375V$。此时，$V_F$ 达到最大值，由上式算出 $V_{F(max)} = \frac{375 \times 5}{70}V \approx 26.79V$，此电压并未超过 LM358 的电源电压极限值 32V。

4. 反馈绕组的计算

反馈绕组主要用于为 IC_1 提供供电电压和检测输入电压的要求。反馈绕组的电压极性与一次绕组同相，反馈绕组的输出电压经 VD_2、C_3 整流滤波后得到反馈电压 V_F，要求 $V_F \geqslant 12V$。反馈绕组匝数的计算公式为

$$N_F = \frac{N_P(V_F + V_{OF})}{V_{D(min)}}$$

根据 $N_P = 70$ 匝，$V_F = 12V$，$V_{OF} = 0.6V$，$V_{D(min)} = 84.97V$，得

$$N_F = \frac{70 \times (12 + 0.6)}{84.97} \approx 10.38 \approx 10$$

若将 $V_{D(max)} = 375V$ 代入上述公式，可算出 $V_F = N_F V_{D(max)}/N_P - V_{OF} = (10 \times 375/70 - 0.6)V \approx 52.97V$。PC816 的最大值 $V_{(BR)CEO}$ 为 70V，可用。

5. 光耦合器串联电阻 R_4 的计算

电阻 R_4 不仅是光耦合器中发光二极管的限流电阻，而且它还是控制回路决定其增益大小的一个重要元件，它的计算公式是

$$R_4 = \frac{(V_{SA} - V_{F6} - V_F)CTR_{min}}{I_{C(max)}}$$

式中，V_{SA} 是 LM358 的正向饱和电压，正常时 $V_{SA} = 3.5V$；V_{F6} 是二极管正向压降，$V_{F6} =$

0.65V；V_F 是光耦合器中发光二极管的正向压降，$V_F=1.2V$；CTR_{min} 是光耦合器的最小电流传输比，$CTR_{min}=80\%\sim160\%$。SG6858 的控制端电流最大值 $I_{C(max)}$ 为 15mA。将这些参数代入上述公式。则 $R_4=(3.5-0.65-1.2)\times1.2/(15\times10^{-3})\Omega=132\Omega$，取 $R_4=130\Omega$。R_4 的阻值过大时，会使控制灵敏度降低；而阻值太小时，容易使控制回路的工作不稳定，产生误动作，甚至产生自激振荡，引发失控。

6. SG6858 电路电流取压电阻 R_8 的计算

由 $I_o=V_{REF}R_6/(R_8R_7)$，得 $R_8=V_{REF}R_6/(I_oR_7)=2.5\times1.8\times10^3/(1\times22\times10^3)\Omega=0.2\Omega$

7. IC_3 的 2 脚基准电压的计算

图 1-49 所示的最大过载电压 $V_F=V_o+KI_oR_8$，式中，K 为实施过电压保护时，输出电流超过的倍数，K 取 1.2。则有 $V_F=5V+1.2\times1\times0.2V=5.24V$。

IC_2 的发光二极管最低工作电流为 4mA，点亮发光二极管最低控制电压 $V_{K(min)}=V_{IC2}-(V_{D6}+V_{R4})$。

V_{IC2} 是经比较放大后的输出电压，$V_{IC2}=2.5V-V_{R7}$，V_{R7} 是 IC_4 稳压后经 R_7 限流进入 IC_3 的 2 脚，设 $V_{R7}=0.3V$，则 $V_{IC2}=2.5V-0.3V=2.2V$。

$V_{R4}=I_eR_4=4\times10^{-3}\times110V=0.44V$，则加到发光二极管的最低控制电压 $V_{K(min)}=2.2V-(0.5V+0.44V)=1.26V$。

8. 控制电压 V_K 的计算

IC_3 的 1 脚输出电压 $V_{BIC3}=(V_{R4}-V_{R8})\beta$，式中，$\beta$ 是 IC_3 比较器的最小放大倍数，设 $\beta=10$，则 $V_{BIC3}=(0.44-0.2)\times10V=2.4V$。

$$V_K=V_{BIC3}+V_{D6}+V_{R4}=2.4V+0.6V+0.44V=3.44V$$

1.7　输出电路设计

1.7.1　高频阻容吸收回路设计

由于高频变压器存在有漏感及线间电容，开关管在关断瞬间会产生很高的尖峰电压。快速整流二极管也有存储电能效应，反向恢复过程也会出现很高的碾压尖脉冲，这些尖脉冲的出现不但危及功率器件的安全，而且形成很强的电磁干扰噪声，为此在整流二极管的两端设计尖峰电压吸收电路；一次绕组的高频经变压器耦合，传递到二次回路，这势必给输出电压的纹波起到“推波助澜”的作用，图 1-50 的 R_6、C_7 就是二次高频选频网络。它所产生的频率经过移相，抵消耦合到 VD_5 两端的噪声频率，它的频率是 $f_c=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{6R_6C_7}}$。若噪声频率 f_c 选取 200kHz，C_7 取 470pF，R_6 由上式便可计算出来；也可以选用 R_6 再计算 C_7。噪声频率根据实验选定。

1.7.2　滤波电感的计算

输出电压 V_o 往往是一种脉冲状态，将这种脉冲波经二极管整流、电容滤波、电感平波后得到较为平整的直流。我们知道，图中的电容电感的乘积越大，对高频成分的平滑作用越好，为求得最佳电感量，可按下式计算：

$$L = Dt_{on(max)}(V_{min} - V_f - V_o)/\Delta I_i$$

式中，ΔI_i 为通过电感的纹波电流，是 I_o 的 3% ~5%；V_{min}为二次绕组的最低电压，$V_{min} = (V_o + V_f + V_D)/t_{on(max)}$；$D$ 为整流电路的最大占空比，$D = t_{on(max)}/T$。

为了降低损耗，减少电感发热，尽量减少电感直流电阻，应按最小值选用漆包线的电流密度 J。必须知道，电感对高频呈现的是高阻抗，阻抗越高，损耗就越大。而滤波电容对直流呈现高阻抗，对高频交流却是低阻抗，则交流成分容易通过，这就是阻容波的基本原理。

1.7.3 输出滤波电容的计算

开关电源输出整流滤波电容是通过电容吸收开关频率及其高次谐波的电流分量而滤去纹波电压分量。也就是说，利用电容的低阻抗交流电流通过负载。经过高频整流的脉动波电流，含有极其丰富的高次谐波电压与电流，这些高次谐波电流不允许作输出电流进入负载，需采用高频阻抗低的电容对其分流短路。因此，输出整流滤波电容选用的铝电解电容是具有上述特性的有用器件。滤波用的铝电解电容，其主要功能是旁路高频交流纹波电流分量。纹波电流与电容的等效串联电阻和负载分担，分享纹波电流，所以除了对电容量要求外，还希望电容的等效串联电阻越小越好。输出滤波电容 C_9、C_{10}计算公式如下：

$$C_9 + C_{10} = \frac{10^3 \times 2\pi \sqrt{I_o V_{rip}}}{t_{on(max)}}$$

式中，V_{rip}为二次整流滤波的纹波电压，其值为输出电压的 3% ~5%。$t_{on(max)}$为整流二极管开关的导通时间，$t_{on(max)} = D_{max}/f$，D_{max}为整流二极管的输出电压与输入电压之比。

$$D_{max} = V_o/(V_S + V_D)$$

式中，V_S 为高频变压器二次高频电压；V_D 为整流二极管的管压降。

1.7.4 光耦合器降压电阻的计算

图 1-50 的 R_8 是 IC_2 的降压电阻，只有流入 IC_2 的电流足够大，才能保证 IC_2 有一定数量级的电流传输比（CTR），CTR 太大易产生误动作，CTR 小了，电信号灵敏度低，使控制不起作用。

$$R_8 = (V_o - V_{IC_2} - V_{REF})/I_{start}$$

式中，V_{REF}为 IC_3 的标准精密电压，$V_{REF} = 2.5V$；I_{start}为光电耦合器的工作电流，要保证合适的 CTR。

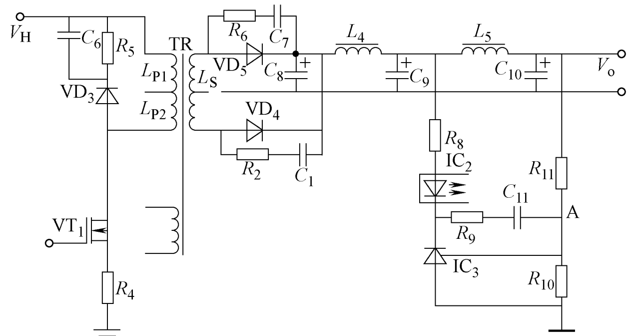


图 1-50 二次回路整流滤波设计

1.7.5　误差放大器频率补偿的计算

误差放大器输出端外接阻容元件 R_9、C_{11}用于改善误差放大器的增益和频率特性，实现环路补偿。当检测电压超过时，缩小脉冲宽度，使电源处于间歇工作状态，降低输出开关管的导通。通过电阻连接到电容，工作频率由外部阻容时间常数决定。Z_{C11}是误差振荡器的容抗，$Z_{C11}=1/2\pi fC$。在 C_{11} 上的振荡电压是 $V_{C11}=(P_o/V_o)Z_{C11}$。得到放大器的输入电压 $V_{Fi}=R_{10}V_{C11}/(R_{10}+R_{11})$，即图 1-50 的 A 点电压；放大器输出电压为振荡电压分量的 1.5%，即 $V_{FO}=V_{REF}\times0.015$，可得到放大器的增益 $G_V=V_{FO}/F_{Fi}$。

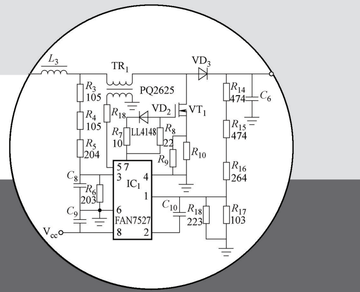
则电容 $C_{11}=G_V/2\pi fg_n$

式中，g_n 为误差放大器跨导（由 IC_3 资料数据查出）。

再计算电阻 $R_9=\dfrac{1}{2\pi fC_{11}}$

由于电容 C_{11}较小，对谐波电压衰减也较小，当它与 R_9 配合后对放大器频率输出起着举足轻重的调校作用，故称输出频率补偿。

第 2 章



开关电源元器件的特性与选用

选用好元器件，是决定开关电源质量的关键。往往设计的开关电源在实验室中是成功的，一到生产线上进行规模生产时，就会出现各种问题。当然，有设计方面的，有工艺方面的，还有焊接方面的，但多数是元器件选用问题。元器件质量的差异是影响开关电源质量的一个重要原因。这里将讨论各种元器件的规格、特性及选用的原则。

开关电源中的功率开关晶体管是影响电源可靠性的关键器件。开关电源所出现的故障中约 60% 是功率开关晶体管损坏引起的。主电路中用作开关的功率管主要有双极型晶体管和 MOSFET 两种。随着绿色开关电源的发展，绝缘栅双极型晶体管（IGBT）、双极型静电感应晶体管（BSIT）及联栅晶体管（GAT）等新型功率开关器件也在不断地涌现，开关电源的发展前景非常广阔。

2.1　功率开关晶体管的特性与选用

2.1.1　MOSFET 的特性及主要参数

现在 MOSFET 在电子电路中被广泛应用，是因为单晶硅的结面积较大，能实现垂直传导电流，使得电流的容量加大，焊接在 PN 结面的单晶硅具有高阻移动范围，提高了结区耐压量级，沟道电阻减小，开关速度提高，栅极电压不以漏源间隙增加而变化，所以漏源电压大大提高，极间电容减小。

MOSFET 分 P 沟道耗尽型、N 沟道耗尽型和 P 沟道增强型、N 沟道增强型 4 种类型。增强型 MOSFET 具有应用方便的“常闭”特性（即驱动信号为零时，输出等于零）。在开关电源中，用作功率开关管的 MOSFET 几乎全部都是 N 沟道增强型器件。这是因为 MOSFET 是一种依靠多数载流子工作的单极型半导体器件，不存在二次击穿和少数载流子的储存时间问题，所以具有较大的安全工作区，良好的散热稳定性。MOSFET 用在开关电源电路中作为功率开关管，与双极型功率晶体管相比具有一定的优势。所有类型的功率驱动、有源功率因数校正、功率开关都是用 MOSFET 来设计的。

由于 MOSFET 没有少数载流子存在，极间电容极小，开关速度快，所以它适用于大功率驱动。

MOSFET 的主要参数如下：

（1）漏源反向击穿电压 $V_{(BR)DS}$

漏源反向击穿电压就是 PN 结上的反偏电压，该电压决定了器件的最高工作电压，在 MOS 结构中，它用于衡量漏极 PN 结的雪崩击穿能力。栅极电压高低对漏沟道区反向偏置耗

尽型电场的分布电荷有决定作用。$V_{(BR)DS}$是随着温度变化而变化的，在一定温度范围内，PN 结温度每升高 10℃，$V_{(BR)DS}$值将增加 1%。所以结温上升，MOSFET 的耐压上升，这是该管的最大优点，而双极型晶体管则是相反。

（2）最大漏极电流 I_{Dmax}

在 MOSFET 工作曲线上，当工作电流输出达到最大值，输出特性曲线进入饱和区，这时漏极电流最大值为 I_{Dmax}。漏极电流越大，MOSFET 沟道越宽。

（3）导通电阻 R_{ON}

导通电阻是 MOSFET 的一个重要参数。决定 R_{ON}有两个主要因素：一个是沟道电阻 r_c，另一个是漂移电阻 r_d。改变 PN 结的结构和几何尺寸，可以改变沟道电阻 r_c 和漂移电阻 r_d。

导通电阻 R_{ON}是决定开关电源输出损耗和 MOSFET 功耗的主要因素，R_{ON}小、$V_{(BR)DS}$高的 MOSFET 就是优质 MOSFET。R_{ON}与温度呈线性关系，受温度影响也大，制作的开关电源的效率低。

（4）跨导 g_m

跨导是指 MOSFET 的漏极输出电流变化量 ΔI_D 与栅源极间电压的变化量 ΔV_{GS}之比：$g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$。

跨导 g_m 这一参数是对 MOSFET 漏极控制电流的控制能力的重要量度，g_m 越大，MOSFET 性能越好。

（5）开通时间 t_{on}和关断时间 t_{off}

我们知道，场效应晶体管是依靠多数载流子传导电流的，影响开关速度的主要因素是器件的输入电阻 R_{in}和输入电容 C_{in}，这两个参数是影响器件开关速度的主要因素，为了提高开关速度，必须尽最大努力减小 MOSFET 的各种极间电容，一般 VMOS 器件的开关速度比场效应晶体管和双极型晶体管要高很多。

（6）最高工作频率 f_{max}

场效应晶体管工作频率越高，开关电源输出电压越高，效率越高。为了提高器件的工作频率，一般器件采用高散射极限速度和高迁移率的材料制造，这样可以提高跨导 g_m，降低极间电容，这为提高器件工作频率创造了条件。

2.1.2　MOSFET 驱动电路及要求

降低开关电源的损耗和实现真正完整的信号传递，驱动电路在这里起关键作用，场效应晶体管主要采用如下的驱动方式：

（1）直接驱动

图 2-1 所示用晶体管驱动 MOSFET。为了使驱动电路获得较大的增益和工作在较宽的频带，减少晶体管 VT_1、VT_2 在开关状态下的上升和下降时间，该电路的特点是对场效应晶体管 VT_3 的栅极电容 C_1 充电，这样产生密勒效应向 VT_3 提供足够大的开通和关断的电流，使场效应晶体管不产生误动作。

（2）变压器驱动

利用变压器驱动是电子电路最常见的一种驱动方式，对开关电源电路，常用在推挽式和桥式电路。图 2-2 是利用变压器耦合驱动混合式电路，R_1、R_3 是晶体管 VT_1 集电极电流和场效应晶体管 VT_3 漏极电流的限流电阻并具有抑制振荡、加速晶体管开关的作用。由于变

压器 TR 的极性关系，场效应晶体管 VT_3 处于反向工作状态，即 VT_3 截止时，VT_1 导通。图中 VT_1、VT_2 组成射极跟随器。R_2、R_4 是 VT_3 栅极电位钳制电阻，可防止寄生振荡，并产生电压负反馈。另外，MOSFET 在开关电路中得到广泛应用，是因为它的工作频率比较高。但是这样的结果，容易产生寄生振荡，在设计制作开关电源时必须注意：第一，减少 MOSFET 各接点连接线的长度。第二，由于 MOSFET 的输入阻抗高，防止电路出现正反馈而引起振荡。开关电路对场效应晶体管的控制实质是对输入电容 C_{in} 的充、放电控制，所以驱动电路无需不间断地提供电流，因此要求电源输出内阻要小。第三，MOSFET 的栅源极的耐压是有限的，如果输入电压超过了额定值，就会击穿，所以要求输入电压在 20～30V 之间。

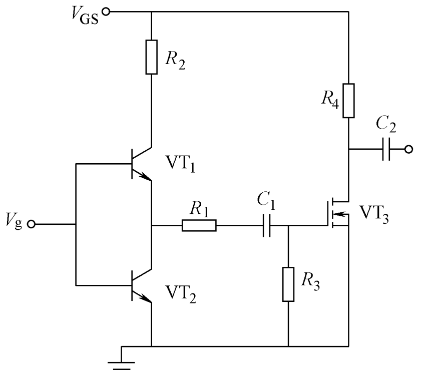


图 2-1 晶体管直接驱动 MOSFET

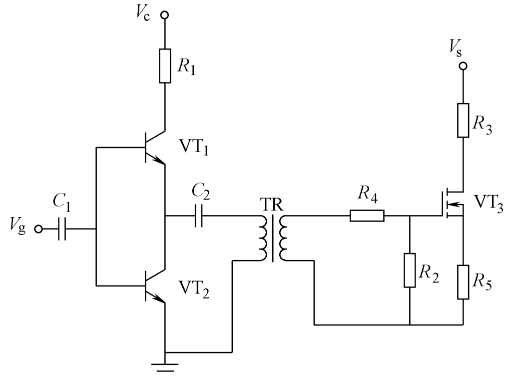


图 2-2 变压器耦合驱动 MOSFET

2.1.3 绝缘栅双极型晶体管（IGBT）的特性及主要参数

绝缘栅双极型晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor，IGBT）是一种电流控制器件。为了提高 IGBT 工作频率，设计电路时，工作在准饱和状态，所谓准饱和状态是指工作点在深饱和与放大区之间一个区域。若准饱和区工作电流增益开始下降，但电路依然是源极处于正偏置，漏极处于反偏置，这样开关速度大大提高。

IGBT 是一种大电流密度、电压激励场效应控制器件，是美国 GE 公司于 20 世纪 90 年代中期推出的耐高压、大电流模块化可控的第三代产品。它最高耐压可达 1800V、电流容量达 450A、关断时间低于 0.2μs，在电力、通信领域得到广泛应用。

其主要性能如下：

1）电流密度大，是 MOSFET 的几十倍。

2）输入阻抗高，栅极驱动电流小，驱动电路简单。不需外加限流，防自激振荡，自触发。

3）击穿电压高，安全工作区大，能防止和抑制瞬态干扰时出现的大电流冲击。

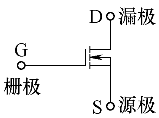
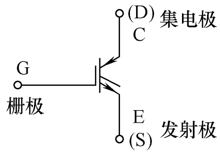
4）导通电阻低。在相等的芯片尺寸和相同 $V_{(BR)DS}$ 的条件下，IGBT 的导通电阻 $R_{DS(on)}$ 只有 MOSFET 的 10%。

5）开关速度快，关断时间短，损耗低。1kV IGBT，它的关断时间只有 1μs，一般关断时间只有 0.2μs，开关频率为 100kHz 时，IGBT 的功率损耗只有 MOSFET 的 30%。

IGBT 是在 MOSFET 的 PN 结层面上再焊接一层 PN 结，结的层数加多，而且传导面积加大，使 P 区向 N 区发射的载流子增多，而且载流子在缓冲区停留的时间缩短，这就是它的

电流密度大、击穿电压高、导通电阻低的原因。IGBT 与一般晶体管的伏安特性曲线一样，有饱和区、阻断区（截止区）、有源区（放大区），如图 2-3 所示，同样与晶体管的开关波形相似，如图 2-6b 所示，MOSFET 与 IGBT 的特性比较如表 2-1 所示。

表 2-1　MOSFET 与 IGBT 的特性比较

器件 / 区别 / 项目	MOSFET	IGBT
图形符号		
驱动方式	电压驱动，设计较简单，驱动功率很小	输入阻抗大，驱动功率很小，集电极-发射极导通电压小于 3V
开关速度	无少数载流子存储效应，温度影响小，开关频率达 150kHz 以上	开关速度快，关断时间短（0.2μs），工作频率高达 500kHz
安全工作区	无二次击穿，安全工作区大	耐压为 1kV，安全工作区大，损耗低
开通电压	高压型 MOSFET 的开通电压较高，有正温度系数	电流为 100～400A，其电流密度是 MOSFET 的几十倍
峰值电流	在开关电源中用作开关时，在启动和稳态工作时，峰值电流较低	在大功率开关电源中，它的峰值电流高达 1kA
产品成本	较高	较高
产品种类	日益增加，更新潜力大	适用于大功率开关电源，新产品越来越多，市场广阔

2.1.4　IGBT 驱动电路

IGBT 驱动方式有隔离式和直接式两种。直接式是驱动电路直接与主电源电路连接。图 2-4 所示的 VT_2、VT_3 组成推挽式前置放大器，R_8、C_2 组成微分电路，加速 IGBT（VT_4）的关断和导通，提高开关速度，降低驱动损耗。图 2-4 所示为浮动开关晶体管隔离式驱动电路。它的工作过程是这样的：当变压器 TR 的二次侧出现正脉冲电压 V_g 时，这时栅极驱动电流 I_{g1} 流进驱动 IGBT（VT_2）的栅极，使之导通，电阻 R_1 将流入 IGBT 的电流限制在额定

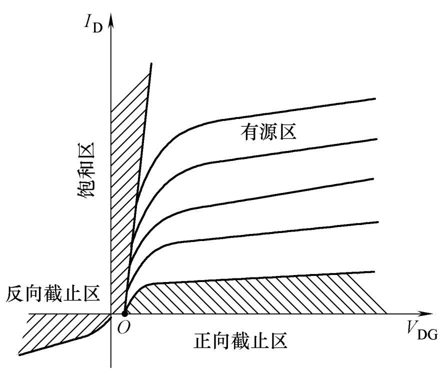


图 2-3　IGBT 伏安特性曲线

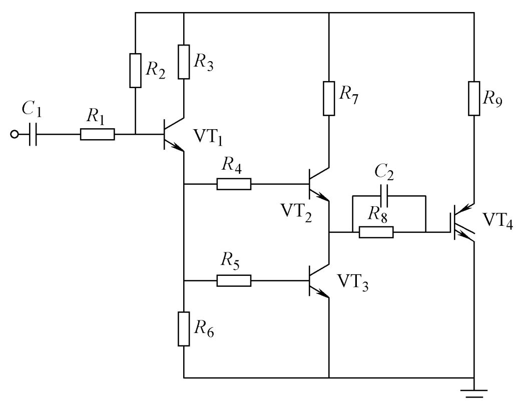


图 2-4　直接驱动 IGBT 电路

范围内，集电极电流 I_d 迅速地给电容 C_2 充电，充电电压为

$$V_c = V_g - V_{ge} - V_d$$

式中，V_g 是变压器二次电压，也称驱动电压；V_{ge} 为 IGBT 的栅极-发射极的饱和电压；V_d 是二极管的正向偏置电压，一般为 0.7V。

如果变压器的二次电压为零时，则电容器 C_2 使 VT_2 的栅极经电阻 R_1、L_2 处于正向偏压，使 VT_2 导通，这时把 VT_1 的栅极接到负电位，因而栅极电流 I_{g2} 得到提高，如图 2-5 所示。I_{g2} 的大小由电容容抗和电路阻抗及 IGBT（VT_1、VT_2）的特性来决定。凡是 IGBT 电路，不管哪种驱动方式，栅极的驱动电流波形极为重要，什么波形为最好呢？好的栅极触发波形，不但是保护好 IGBT，使之延长管子的使用寿命，更重要的降低电路电能损耗，提高电源效率。

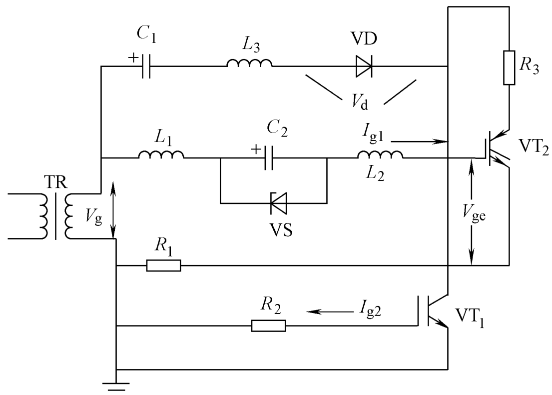


图 2-5　隔离式阻容驱动 IGBT 电路

IGBT 输入栅极的脉冲信号，希望是矩形波，跟晶体管基极输入波形一样并且要求上升沿竖直，下降沿陡峭，要求存储时间 t_s 越短越好。

2.1.5　晶体管的开关时间与损耗

晶体管的开关作用与晶体管的放大作用是不同的。放大只是对电流或电压的作用，在共发射极电路中，输出波形与输入波形之间有 180°的相位差；而对于晶体管的开关作用，虽然输出与输入波形之间有 180°的相位差，但它的波形不是一个正弦波或三角形，而是一个被时间拖延了的矩形波。为了表述它的波形特征，引入了 4 个时间参数。图 2-6 所示就是 4 个时间参数的开关波形。

1）延迟时间 t_d：从输入信号 V_{in} 开始变正起到集电极电流 I_C 上升到最大值 I_{CM} 的 10% 所需要的时间。

2）上升时间 t_r：集电极电流 I_C 从 10% I_{CM} 上升到 90% I_{CM} 所需的时间。

3）存储时间 t_s：从输入信号 V_{in} 开始变负起到集电极电流 I_C 下降到 90% I_{CM} 所需要的时间。

4）下降时间 t_f：集电极电流 I_C 从 90% I_{CM} 下降到 10% I_{CM} 所需要的时间。

根据实际，晶体管有两个时间参数，即开启时间和关断时间。开启时间为 $t_{on} = t_d + t_r$，关断

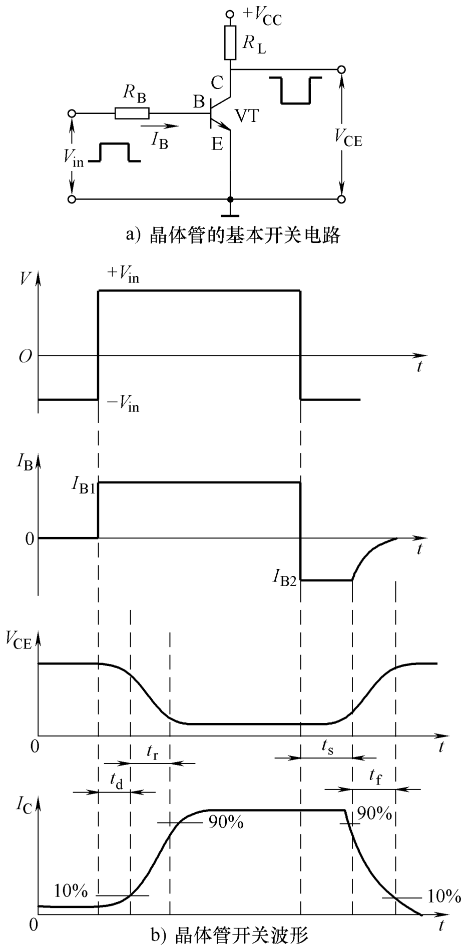


图 2-6　晶体管的基本开关电路及开关波形

时间为 $t_{off}=t_s+t_f$。在晶体管的 4 个时间参数中，存储时间最长，它最决定开关速度的主要因素。

晶体管作为开关应用时，在每一个周期内，晶体管工作在 3 个不同区域，即放大区、饱和区和截止区。因此，晶体管的功率损耗也由 3 部分构成：

1）通态损耗。当晶体管饱和导通时，虽然有较大的集电极电流 I_{CES} 流过管子，但这时晶体管的饱和压降 V_{CES} 很小（硅管为 0.3V，锗管为 0.7V），管子的功率损耗（$I_{CES}V_{CES}$）很小，变化余地不大。

2）断态损耗。当晶体管截止时，虽然 V_{CE} 很大，但管子的漏电流 I_{CEO} 很小（nA 级），此时管子的损耗（$V_{CE}I_{CEO}$）也是非常小的。

3）开关损耗。晶体管由饱和转为截止，或由截止转为饱和时的损耗称为开关损耗。通常，这种损耗也称为渡越损耗。在开启和关闭这两段时间内，晶体管的压降和电流都很大，因此，管耗也较大。对于高频开关电源来说，开关管的渡越损耗占晶体管整个损耗的 80%，而且与电路中的参数选择有很大的关系。在开关电源电路中，选用晶体管的依据是型号、集电极-发射极的击穿电压 $V_{(BR)CEO}$、电流增益 h_{FE}、存储时间 t_s、下降时间 t_f、集电极电流 I_C 等参数。不同功率的开关电源所用晶体管如表 2-2 所示。

表 2-2 不同功率的开关电源所用晶体管（包括 MOSFET）

功率 / 型号 / PFC①	5～20W	20～40W	40～100W	100～200W	>200W
不带 PFC 升压变压器	SID1NA 60-1	IRF720	IRF820	IRF830	IRF840
	SID2NA 60-1	IRF820	IRF830	IRF830	IRF850
	SID3NA 60	BUZ74	BUZ74	IRF730	IRF830
	2SC246	2SK787	BUZ515	BUZ215	BUZ60
	2SC1942	BUZ515	BUZ215	BUZ60	BUZ205
	2SK386	STP4NA40	STP4NA40	BUZ41A	BUZ215
	BUZ41A	STPNA40F2	STP7NA40F2	STP8NA50	BUZ45
	IRF710	STP8NA40F2	STP6NA50	STP6NA50	STP8NA40
	MTP3N50	STP5NA50	STP10NA40F2	STP9NA50	STP6NA50
	SI9433D	STP4NA60	STP8NA50	STP10NA40F2	STP9NA50
	S294200Y	SI94200Y	MTP8N50	IRF820	STP10NA40F2
带有 PFC① 升压变压器	IRF820	IRF820	IRF830	MTP8N50	IRF840
	IRFBC20	IRFBC20	MTP8N50	IRF830	SSP6N60A
	BUZ74	BUZ74	SSP4N60A	SSP6N60A	BUZ331
	BUZ77	BUZ77	BUZ41A	BUZ41A	BUZ94
	BUZ92	BUZ92	BUZ215	BUZ215	STP6NA50
			BUZ90	BUZ90	STP8NA50

① PFC 为功率因数校正。

2.2 软磁铁氧体磁心的特性与选用

软磁铁氧体材料常用在高频变压器、电感、脉冲变压器以及 PFC 升压电感等中，在开关电源中是一种非常重要的元件。但是，我们不能十分有把握地掌握磁性材料的特性，以及这种特性与温度、频率、气隙等的依赖性和不易测量性。在选择铁氧体时，它不像电子元器

件那样可以测量，它的具体的参数、特性曲线在显示测量仪器上也不是一目了然。为什么高频变压器、电感器要自己设计呢？因为所涉及的参数太多，例如电压、电流、温度、频率、电感量、电压比、电流比、漏感、磁性材料参数、铜损、铁损、交流磁场强度、交流磁感应强度、真空磁导率、矫顽力等十几种参量。铁氧体受到的影响因素多，元器件选用以及电路板上元器件的布置和走线的方式等对此都有影响。对于铁氧体磁心的颜色、绕组的屏蔽是否合适，散热处理是否得当……设计工程师不可能完全无误地为用户生产出好产品。

总之，即使生产商有现货供应，而且也介绍了磁性元件的特性、参数及使用条件等，用户也无法挑选磁性材料。因此，最好的办法是委托设计加工。在设计高频变压器时，必须正确选择磁心材料的特性、形状以及外形尺寸，若选用不当，就会增加损耗、降低效率，严重时输出功率达不到设计要求，甚至不能工作。

2.2.1 磁性元件在开关电源中的作用

磁性元件在电源变换中是必需的元件，广泛用于高频振荡变压器、低通滤波电感、电源输出平波电抗器，还有有源功率因数校正升压电感，所有这些作用功能，对变换器的性能质量起着至关重要的作用。当磁心用于变压器时，它起的作用如下：

1）电磁耦合。传递电能，有了磁心，电能传输畅通。

2）实施电气隔离。变压器的一次电压和二次电压是不同电位的电压，有了它，可保证变压器在变换电路中的安全，起着高低电压隔离的目的。

3）按使用需要，改变变压器电压比，达到电压升降。

4）由于磁性元件的作用，变压器二次大电流整流经过移相，使二次电流输出纹波电压减少。抑制尖峰电压，保护开关管免受冲击电流而损坏，所以常说，磁性变压器有限流作用。

5）开关电源的电子开关，通过充电放电向变压器二次侧不停地传输电能，在这过程中是由于它具有储能，才能释能，储能的大小与磁性元件的饱和磁感应强度以及初始磁导率成正比。另外，由于变压器的一次侧和二次侧存在电感，很方便地与电路电容构成谐振，谐振波一方面传递电能，改变电流或电压的方向，向负载输出，另一方面也改变电压的等级。所有这些，都是磁性元件在变换过程中所起的作用。但是磁性元件的工况性能是不易完全掌握的，它不像其他电子元器件那样容易测量选择，繁琐的技术数据，分散性、易变性很大的参数，将使挑选者无从下手。因此，只能通过生产实验、科学设计，才能发挥磁性元件最大作用功能。

2.2.2 磁性材料的基本特性

开关电源变压器磁心都是运行在低磁场、高频率环境条件下的软磁铁氧体材料，这种磁性材料具有矫顽力低、电阻率高和磁导率高的基本特点。这就意味着，流过变压器绕组的励磁电流会产生较高的磁感应强度，因此，在一定输出功率条件下，可以极大地降低磁心的体积。矫顽力低，磁心的磁滞回环面积就小，这样铁损低。同样，电阻率高、涡流小，铁损也低。但磁性材料的电阻率高，适合用在航空航天领域里。

1）磁场强度 H 与磁感应强度 B。磁场强度是表示磁场强弱与方向的一个物理量，其单位为安/米（A/m）。磁感应强度是表示磁场作用于磁性物质上的作用力的大小，其单位为

特斯拉（T）。温度越高，磁感应强度越低。

2）饱和磁感应强度 B_s。磁心在磁场的作用下，当磁场强度 H 增加时，磁心出现饱和时的 B 值，称为饱和磁感应强度 B_s。

3）初始磁导率 μ_i。磁性材料在磁化曲线上的始端磁化率的最大值，即

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_o}\lim_{H\to 0}\frac{B}{H}$$

式中，μ_o 表示磁性材料的真空磁导率（$\mu_o = 4\pi\times 10^{-7}$H/m）。

4）有效磁导率 μ_e。磁心在闭合磁路中（不计漏磁），磁心的导磁能力称为有效磁导率。

即
$$\mu_e = \frac{Ll}{4\pi N^2 A_e}\times 10^7$$

式中，L 为绕组的电感量（mH）；$\frac{l}{A_e}$ 为磁路长度与磁心面积之比，是常数。

5）居里温度 T_c。磁心的磁状态由铁磁性转为顺磁性（见图 2-7）时，在 μ-T 曲线上，磁导率最大值的 80% 和最大值的 20% 的连线与磁导率等于 1 的直线的交点相对应的温度称为居里温度。温度越高，初始磁导率也越高，当超过 130℃时，初始磁导率为零，如图 2-8a 所示。

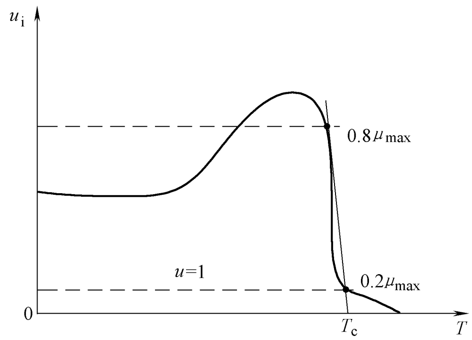


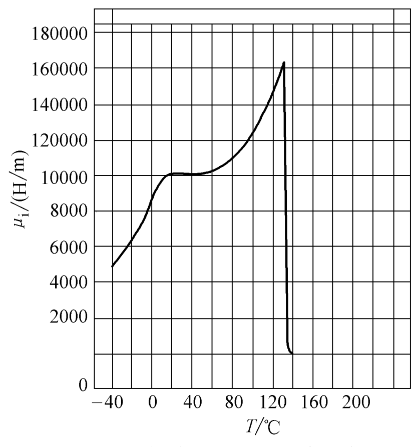
图 2-7 居里温度 T_c 的定义图

磁心在高频作用下，会产生剩磁，剩磁是产生热磁心的最大原因，热磁是磁心铁损发源地。该磁心这时的工作磁感应强度应为

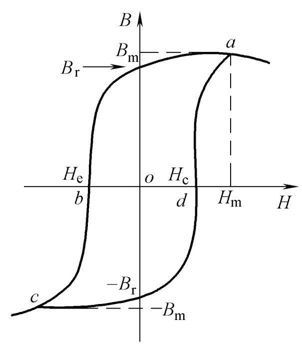
$$B_w = \frac{V_s}{4.44fN}\frac{1}{A_e}\times 10^5$$

$$\text{推导出 } N = \frac{V_s t_{on}\times 10^5}{4.44 B_w A_e D}$$

式中，f 为磁心的工作频率（kHz）；A_e 为磁心有效截面积（mm^2）；V_s 为绕组两端电压（V）；N 为绕组匝数。



a）初始磁导率 μ_i 与温度的关系



b）磁铁的磁滞回线

图 2-8 磁性材料的特性

6）矫顽力 H_c。磁心从饱和状态除去磁场后继续反向磁化，直到磁感应强度减小到零，此时的磁场强度称为矫顽力（保磁力）。

7）磁通 Φ。磁感应强度与垂直于磁场方向的面积的乘积叫磁通，$\Phi = BS$。

8）磁感应强度 B_s。单位面积上所通过磁通的大小叫做磁感应强度（也称为磁通密度），单位为特斯拉（T）。

饱和磁性材料具有良好的开关特性，如用在高频振荡电路里，可以产生优良的振荡波形，这种磁性材料具有近似矩形的磁滞回线（见图 2-8b）。这种磁滞回线有明显的饱和点和饱和段，而且它的上下有良好的对称性。近似矩形的磁滞回线在执行脉冲电信号传递时，可使绕组中的电流脉冲波形的前沿陡峭，后沿拖尾短小，能完整地传递各种波形电信号。如果磁心的 S 矩形曲线在 B 方向向下被压扁或是向上被拉伸，这种形变曲线的磁心用在开关电源高频变压器上或是用在电子镇流器的脉冲变压器上，将会严重影响变压器的振荡波形，产生信号失真、频率失调、导致开关晶体振荡管温度上升，变压器的铁损和铜损加剧，这对于开关电源的质量极为不利。

矩形磁滞回线是饱和磁性材料一种特殊的曲线。磁滞回线的形状非常重要，在选用磁心时，将被看作一项重要选用磁心的依据，只有用高频铁氧体磁心特性曲线测试仪方可测出。

2.2.3　磁心的结构及选用原则

磁心的结构种类繁多、形状各异。铁氧体磁心是开关电源用得比较多的一种材料。图 2-9 是铁氧体磁心的结构形状。下面对一些主要磁心结构加以说明。

1）POT 是罐形磁心，铜线绕在变压器磁心内，外面由磁铁包围。它的最大优点是导磁感应好，传递电能佳，可大量降低电磁干扰（EMI）；缺点是散热效果极差，温升很高。这种磁心只能用在小功率开关电源上。

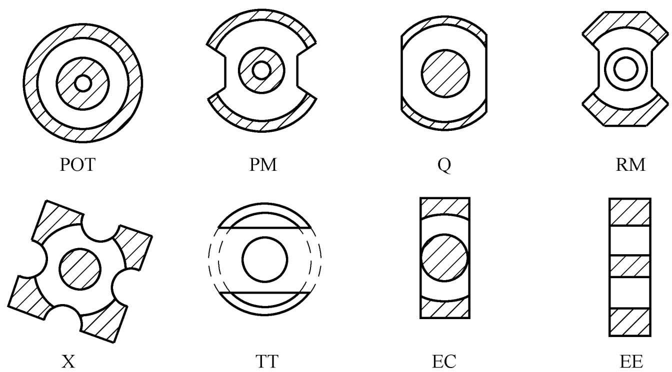


图 2-9　铁氧体磁心的结构形状

2）PM 磁心，也叫 R 形磁心，它结构紧凑、体积小，但电能耦合不是很好，散热性能也不很好，适合用在小功率电源充电器上。

3）RM 磁心和 X 磁心，磁耦合能力和散热性能都比较好，适合用在 150W 以上的大中功率开关电源上。其缺点是所占空间大，放置比较困难。

4）EC 磁心是开关电源常用的一种磁心，磁心的截面积大，散热效果好，常用在 150 ~ 200W 的开关电源上。其缺点是窗口面积比较小，对变压器的匝数要有限制。

5）EE 磁心是一种最常用普通的磁心，对于中小功率变压器来说很适合，磁心截面积的大小在很大程度上决定开关电源的功率。磁心的截面积与输出功率成正比例，磁心截面积越大，输出功率也越大。表 2-3 是输入功率与 EE 磁心尺寸对照表，仅供选用时参考。

变压器磁心大小取决于输入功率、变压器温升以及工作频率、磁心材料等参量，现将计

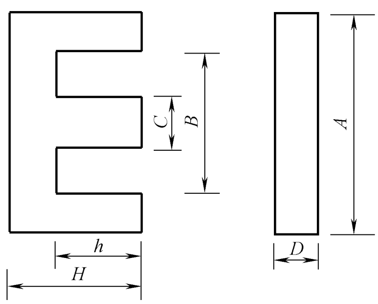
算公式推出如下：

$$P_E = Kfn_P B\sqrt{A_e I_o} \times 10^{-6}$$

式中，K 为振荡波系数，一般为 0.12 ~ 0.16；f 为工作频率（kHz）；n_P 为变压器一次绕组匝数（匝）；I_o 为输出电流（A）；A_e 为磁心窗口截面积（mm^2）；B 为磁心的磁感应强度（T），$B = 2000 \sim 3500$T。

表 2-3　输入功率与 EE 磁心尺寸的关系

尺寸 / 磁心型号	A/H (max) /mm	B/h (max) /mm	C (max) /mm	D (max) /mm	有效截面积 A_e /mm^2	输入功率 P_i/W				窗口面积 B_e/mm^2
						50kHz	100kHz	150kHz	200kHz	
EE12	12/6	8/4	3	3	9	6	10	13	15	12
EE16	16/8	12/6	4	4.5	18	8	12	16	18	9
EE19	19/7	14/6	4	5	20	15	20	30	40	12.5
EE22	22/11	19/8	6	6	36	20	30	50	80	19.5
EE25	25/17	19/13	7	6	42	40	55	90	130	18
EE28	28/17	20/8	7.5	10.2	78	60	90	140	200	31.9
EE30	30/21	21/17	10.24	10.5	107.5	95	130	210	260	52.9
EE35	35/20	28/18	10	10	100	120	170	300	440	42.5
EE40	40/27	35/21	12	11.5	138	190	290	420	550	66.15
EE45	45/30	38/23	13	12	156	220	350	510	650	75
EE50	50/33	43/24.5	15	15	225	180	200	240	300	105
EE60	60/38	45/28	16	16	256	240	260	300	400	116



铁心截面积：
$A_e = CD$
窗口面积：
$B_e = \frac{B-C}{2}D$

式中的 B 是由软磁铁生产厂商给出的，其余是由设计工程师根据实际和工作经验给出的。高的电感量可以得到大的输出功率、较小的变压器体积。低铁损、铜损，大大降低温升。对于反激式开关电源的变压器，要考虑变压器绕组存储电能能力。其储存电能能力的大小决定于铁氧体磁心材料的磁感应强度 B_m 或变压器一次电感量 L_P，另一个因数是磁场强度或工作电流。存储电能的计算公式是 $W_D = L_P I^2/2$。

选用磁性材料时，要选用饱和的磁性材料。这种材料具有良好的开关特性，可以产生优良的振荡波形，还要求磁心具有近似矩形的磁滞回线，如图 2-8b 所示。磁性材料的磁滞回线有明显的饱和点和饱和段，而且有良好的对称性。近似矩形的磁滞回线可使绕组中的电流波形前后沿陡峭，能很好地传递各种波形电信号。如果磁心的 S 矩形曲线在 B 方向上向下

被压扁，将会严重影响变压器的振荡波形，导致开关晶体管温升加剧。

磁性材料的使用一定要在一定的居里温度以内，这是首先要考虑的问题，其次是注意磁心的结构、脆度、硬度、稳定性、磁导率及磁感应强度。在设计时，对工作频率和噪声干扰应十分注意。在强磁场强度的作用下，磁性材料会收缩或膨胀，很可能会出现磁共振，所以磁心变压器装在印制电路板上时，要注意切实黏接牢固，防止出现机械噪声和电磁噪声。归纳起来如下：

1）选用较低的矫顽力（保磁性）。这是因为矫顽力低，磁滞回环面积小，铁损低。

2）选用较高的电阻率。在一定的工作频率下，磁性材料的涡流损耗与电阻率成反比。为降低磁性元件的损耗，选用磁性材料电阻率在 100～800Ω·cm 之间。

3）居里温度应足够高。如果磁心材料的居里温度偏低，必然使磁心的温升接近居里温度，这样促使初始磁导率 μ_i 太低，饱和磁感应强度 B_s 和电感值急剧下降，使电源的功率开关管温度急剧上升，破坏振荡频率，以致电源无法正常工作。为确保开关电源内部温度远低于磁心的居里温度，宜选用居里温度 $T_e>180$℃的磁心元件。

4）适中的初始磁导率 μ_i。初始磁导率的选取，必须满足居里温度的要求。一般来说，磁导率在 4000H/m 以上的材料和磁导率低于 3000H/m 的材料的居里温度一般可达 180℃以上。因此，选用 μ_i 为 2000～3000H/m 的磁心用作电源变压器和滤波用的电感元件是比较合适的。当然，磁性材料的初始磁导率适当高一些，可以减少变压器绕组的匝数，从而有利于减小分布电容和漏感，达到改善驱动波形。

5）合适的温度系数。有些磁性材料温度在 80℃时，呈现负值，即温度升高，铁损反而降低，这种材料对大功率开关电源是非常好的。一般开关推动管的电流增益 h_{FE} 随温度升高而增大，若选用具有负温度系数的磁性材料，则抵消了晶体管的 h_{FE} 的正温度系数，使开关管工作点保持稳定。

6）恰当的磁感应强度。磁感应强度选高了，将使变压器很快进入饱和，导致变压器温度快速升高而发生烧毁；磁感应强度选低了，使变压器缺少足够的驱动功能，输出功率达不到设计要求。合适的磁感应强度一般在 $B_s=0.046\sim0.055$T。

2.3 光耦合器的特性与选用

光耦合器（Optical Coupler，OC）也叫光隔离器（Optical Isolation，OI），简称为光耦。它是一种以红外光进行信号传递的器件，由两部分组成：一部分是发光体，实际上是一只发光二极管，受输入电流的控制，发出不同强度的红外光；另一部分是受光器，受光器接收光照以后，产生光电流，并从输出端输出。它的光-电反应也是随着光的强弱改变而变化的。这就实现了“电—光—电”功能转换，也就是隔离信号传递。光耦合器的主要优点是单向信号传输，输入端和输出端完全实现了隔离，不受其他任何电气干扰和电磁干扰，具有很强的抗干扰能力。因为它是一种发光体，而且用低电平的电源供电，所以它的使用寿命长，传输效率高，而且体积小，可广泛用于级间耦合、信号传输、电气隔离、电路开关以及电平转换等。在仪器仪表、通信设备及各种电路接口中都应用到了光耦合器。在开关电源电路中，利用光耦合器构成反馈回路，通过光耦合器来调整、控制输出电压，达到稳定输出电压的目的；通过光耦合器进行脉冲转换。

2.3.1　光耦合器的分类

光耦合器有多种，根据不同的用途，可选用不同类型的光耦合器。光耦合器有双排直插式、管式、光导纤维式等多种封装，其型号有无基极引线通用型、有基极引线通用型、达林顿型、光电集成电路型、光控晶闸管型等，如图2-10所示。

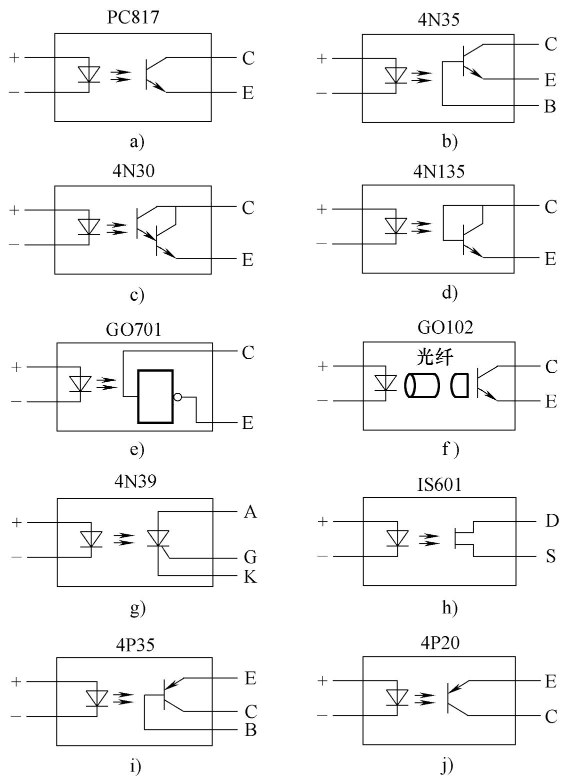


图2-10　光耦合器的类型及内部结构

2.3.2　光耦合器的工作原理

光耦合器是由两种不同器件组合成的，一种是发光二极管，硅材料在一定电流作用下，发出一种不可见的光波，而且它随着电压的增加，二极管的发光“亮度”成比例地增加。另一部分为接收晶体管，也称受光器，发光二极管发出的光与受光器（光敏晶体管）产生电流，这种电流也与发光二极管的发光亮度成比例，也就是受光器所产生的电流与加在发光二极管上的电压成比例，从而实现了“电—光—电”的传递，利用这一特性，广泛用于信号传递、光电开关、电平转换、脉冲放大、电性隔离及微机传输接口等，这种光耦合器具有安全可靠、传输距离远、抗干扰能力强、使用效率高、寿命长等特点。

光耦合器的主要参数是电流传输比，是当输出电压保持恒定时，光耦合器的输出电流 I_o 与输入电流 I_i 之比，公式为 $\mathrm{CTR}=\frac{I_o}{I_i}\times 100\%$。

对开关电源的采样控制，采用线性较好的光耦合器，它对输出负载的稳定起着决定性的作用，典型产品型号有PC817、PC816、4N35等。

2.3.3　光耦合器的主要参数

光耦合器的主要参数有电流传输比CTR（$>100\%$）、绝缘电压 V_{DC}（>1550V）、最大正向电流 I_{FM}（>60mA）、反向击穿电压 $V_{(BR)CEO}$（>30V）、饱和压降 V_{CES}（<0.3V）、暗电流 I_R（$=50\mu$A）。在这些参数里，前两个参数比较重要，设计电路时也要考虑 I_{FM} 和 V_{CES}。

根据光耦合器的结构和内部电路，可用万用表的 $R\times 1$k 档测量发光二极管的正、反向电阻，其中正向电阻为2kΩ左右，反向电阻为无穷大；接收晶体管CE极的电阻为无穷大。绝缘电阻可用2500V的ZC11-5型绝缘电阻表进行测量，若测得的绝缘电阻大于 $10^{10}\Omega$，证明质量很好。

NEC-2501 的引脚排列如图 2-11 所示。靠近黑圆点的为第一脚，它是发光二极管的正极，然后按逆时针数各个脚位。电流传输比 CTR 是光耦合器的重要参数，在接收管的输出保持不变时，它的输出电流 I_o 与输入电流 I_i 之比就是传输比，CTR = I_o/I_i × 100%。如 PC817 的传输比为 80% ~160%，4N30 为100% ~5000%。可见，4N30 只需要较小的输入电流，就可以变换输出为较大的电流，具有放大作用，因此选择合适的电压或电流传输信号而且呈线性关系是很重要的。

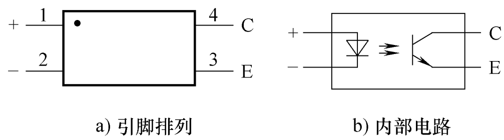


图 2-11 NEC-2501 光耦合器

2.3.4 光耦合器的选用原则

正确选用光耦合器的型号及参数的原则如下：

1）电流传输比 CTR 的允许选取范围是 100%~200%。当 CTR 为 80%时，光耦合器中的发光二极管需要较大的工作电流（大于 5.0mA）才能控制电路的占空比。这样做的结果是增加了光耦合器的功耗。当 CTR 高于 250%时，若启动电流或输出负载发生突变，有可能发生误触发，即误关断，影响正常工作。

2）要采用线性良好的光耦合器。因为光耦合器具有良好的线性时，电源控制调整十分有序，输出稳定可靠。常用线性光耦合器的型号及主要参数见表 2-4。

表 2-4 线性光耦合器的型号及主要参数

产品型号	电流传输比 CTR(%)	反向击穿电压 $V_{(BR)CEO}$/V	生产厂商	封装形式
PC816A	80 ~ 160	70	Sharp	DIP-4
PC817A	80 ~ 160	35	Sharp	DIP-4
SFH610A-2	63 ~ 125	70	Simens	DIP-4
SFH610A-3	100 ~ 200	70	Simens	DIP-4
NEC2501-H	80 ~ 160	40	NEC	DIP-4
CNY17-2	63 ~ 125	70	Motorola	DIP-6
CNY17-3	100 ~ 200	70	Simens、Toshiba	DIP-6
SFH600-1	63 ~ 125	70	Siemens、Lscoom	DIP-6
SFH600-2	100 ~ 200	70	Siemens、Lscoom	DIP-6
CNY75GA	63 ~ 125	90	Temic	DIP-6
CNY75GB	100 ~ 200	90	Temic	DIP-6
MOC8101	50 ~ 80	30	Motorola	DIP-6
MOC8102	73 ~ 117	30	Motorola、Lscoom	DIP-6
PC702V2	63 ~ 125	70	Sharp	DIP-6
PC702V3	100 ~ 200	70	Sharp	DIP-6
PC714V1	80 ~ 160	35	Sharp	DIP-6
PC110L1	50 ~ 125	35	Sharp	DIP-6
PC110L2	80 ~ 200	70	Sharp	DIP-6
PC112L2	80 ~ 200	60	Sharp	DIP-6
CN17G-2	63 ~ 125	35	Temic	DIP-6
CN17G-3	100 ~ 200	32	Temic	DIP-6

2.4 二极管的特性与选用

二极管在电子电路中用得较多，功能各异。从结构上来分，有点接触型和面接触型二极管。面接触型二极管的工作电流比较大，发热比较严重，它的最高工作温度不允许超过100℃。按照功能来分，有快速恢复及超快速恢复二极管、整流二极管、稳压二极管及开关二极管等。下面谈谈各种二极管的特点及检测方法。

2.4.1 开关整流二极管

开关二极管用在高速运行的电子电路中，起信号传输作用，在模拟电路中起钳位抑制作用。高速开关硅二极管是高频开关电源中的一个主要器件，这种二极管具有良好的高频开关特性。它的反向恢复时间 t_{rr} 只有几纳秒，而且体积小、价格低。在开关电源的过电压保护、反馈控制系统中常用到硅二极管，如1N4148、1N4448。整流二极管的选用参照表2-5。

表2-5 硅整流二极管技术参数指标

型号	最高反向工作电压 V_{RM}/V	额定整流电流 I_F/A	最大正向压降 V_{FM}/V	最高结温 T_{JM}/℃	国产型号	封装形式
1N4001	50	1.0	1.0	175	2CZJ1-2CZ11J 2CZ55B-M	DO-41
1N4002	100					
1N4003	200					
1N4004	400					
1N4005	600					
1N4006	800					
1N4007	1000					
1N5391	50	1.5	1.0	175	2CZ86B-M	DO-15
1N5392	100					
1N5393	200					
1N5394	300					
1N5395	400					
1N5396	500					
1N5397	600					
1N5398	800					
1N5399	1000					
1N5400	50	3.0	1.0	175	2CZ12-2CZ12J 2CZ2-2CZ2D 2CZ56B-M	DO-27
1N5401	100					
1N5402	200					
1N5403	300					
1N5404	400					
1N5405	500					
1N5406	600					
1N5407	800					
1N5408	1000					

硅二极管的主要技术指标如下：

1）最高反向工作电压 V_{RM} 和反向击穿电压 V_{BR}：这两个参数越大越好。

2）最大管压降 V_{FM}：小于0.8V。

3）最大工作电流 I_d：大于150mA。

4）反向恢复时间 t_{rr}：小于50ns。

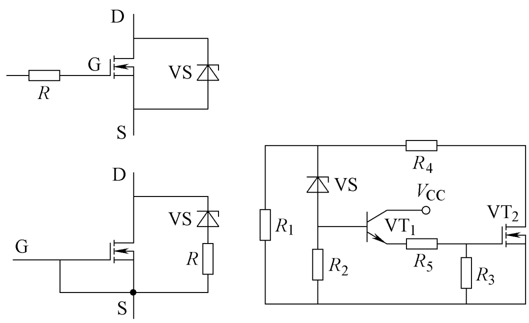
5）交流电阻 R_D：交流电压的变量 ΔV_D 与相应的电流变量 ΔI 之比，即 $R_D=\Delta V_D/\Delta I_D$，$R_D$ 变化范围为6～20Ω。

6）二极管极间电容 C_B：二极管正向电阻大时，极间电容小，反之就大。高频时 C_B 较大，容易引起电路振荡。

2.4.2 稳压二极管

稳压二极管又叫齐纳二极管（Zener Diode），具有单向导电性。它工作在电压反向击穿状态。当反向电压达到并超过稳定电压时，反向电流突然增大，而二极管两端的电压恒定，这就叫做稳压。它在电子电路中用作过电压保护、电平转换，也可用来提供基准电压。

稳压二极管分为低压和高压两种。稳压值低于40V的叫做低压稳压二极管；高于200V的叫做高压稳压二极管。现在市面上2.4～200V各种型号规格齐全。稳压二极管的直径一般只有2mm，长度为4mm。它的稳压性能好、体积小、价格便宜。稳压二极管从材料上分为N型和P型两种。选用稳压二极管的原则是：第一，注意稳定电压的标称值；第二，注意电压温度系数。



a) 保护作用　　b) 加速作用

图2-12　稳压二极管的作用

稳压二极管具有如下作用：第一，对漏极和源极进行钳位保护，如图2-12a所示；第二，起到加速开关管导通的作用，如图2-12b所示；第三，在开关电源中常用高压稳压二极管代替瞬态电压抑制器（TVS）对一次回路中产生的尖锋电压进行钳位；第四，在晶体管反馈回路中，常常在晶体管的发射极串联一只稳压二极管作为电压负反馈，提高放大电路的稳定性。

稳压二极管的主要参数如下：

1）稳定电压 V_Z。设计人员根据需要选用。

2）稳定电流 I_Z。

3）温度系数 α_t。温度越高，稳压误差越大。

表2-6列出了常用稳压二极管的型号及主要参数。

表2-6　稳压二极管的型号及主要参数

产品型号	稳定电压 V_Z /V	稳定电流 I_Z /mA	最大稳定电流 I_{ZM} /mA	动态电阻 R_{ZM} /Ω	温度系数 α_t /(%/℃)
1N5988B	3.3	10	128	100	-0.09
1N5990B	3.9	10	109	80	-0.08
1N5992B	4.7	10	90	60	-0.07
1N5993B	5.1	5	83	50	0.05
1N5995B	6.2	5	68	15	0.06

（续）

产品型号	稳定电压 V_Z /V	稳定电流 I_Z /mA	最大稳定电流 I_{ZM} /mA	动态电阻 R_{ZM} /Ω	温度系数 α_t /(%/℃)
1N5999B	9.1	5	47	20	0.081
1N6001B	11	5	39	30	0.088
1N6002B	12	5	35	30	0.09
1N6008B	22	5	19	60	0.105
1N6011B	30	5	14	80	0.108
1N6024B	100	1	4.3	400	0.155
1N5949B	100	3.7	14	250	
1N6026B	120	1	3.5	800	0.155
1N5951B	120	3.1	11	380	
1N5953B	150	2.5	9	600	
1N6031B	200	1	2.1	2k	0.155
1N5954B	200	1.9	7	1.2k	

2.4.3　快速恢复及超快速恢复二极管

快速恢复二极管（Fast Recovery Diode，FRD）和超快速恢复二极管（Superfast Recovery Diode，SRD）是很多电子设备中常用的器件，在开关电源中也经常用到。这两种二极管具有开关特性好、耐压高、正向电流大、体积小等优点，常用在电子镇流器、不间断电源、变频电源、高频微波炉等设备的整流、续流、限流等电路中。

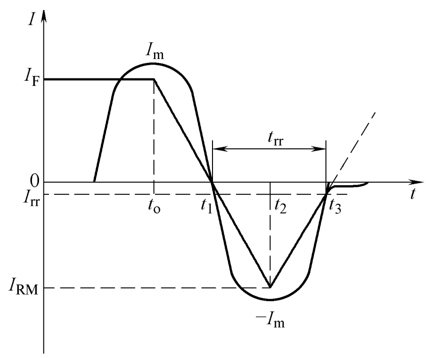


图 2-13　超快速恢复二极管反向恢复电流的波形

它的性能指标特点如下：

1）反向恢复时间 t_{rr}：通过二极管的电流由零点正向转反向后，再由反向转换到规定值的时间。在图 2-13 中，I_F 是正向电流，I_{RM} 为最大反向恢复电流，I_{rr} 为反向恢复电流。规定 $I_{rr}=0.1I_{RM}$，当 $t\leqslant t_o$ 时，正向电流 $I=I_F$。当 $t>t_o$ 时，由于整流二极管的正向电压突变为反向电压，正向电流迅速减小。在 $t=t_1$ 时，$I=0$，整流二极管上的反向电流 I_R 逐渐增大，在 $t=t_2$ 时达到最大反向恢复电流 I_{RM}。以后在正向电压的作用下，反向电流逐渐减小，在 $t=t_3$ 时达到规定值 I_{rr}。从 t_1 到 t_3 的时间为反恢复时间。

2）平均整流电流 I_d：这是选用二极管的又一个主要指标。一般来说，选用管子的整流电流是设计输出电流的 3 倍以上。

3）恢复和快速恢复二极管有 3 种结构，即单管、共阴极对管和共阳极对管。所谓共阴极、共阳极是指两只二极管接法不同。

检测方法及选用原则如下：

1）检测方法：利用万用表的电阻档或数字万用表的二极管检测档，能够检查二极管的

单向导电性，并测出正向导通压降；用绝缘电阻表能测出反向击穿电压。一般正向电阻为6Ω，反向电阻为无穷大，可从读出的负载电压计算出正向导通压降。

2）选用原则：超快速恢复二极管在开关电源中可作为阻塞二极管和二次侧输出电压的整流二极管。超快速恢复二极管的反向恢复时间在20~50ns之间；整流电流 I_d 为最大输出电流 I_{OM} 的3倍以上，即 $I_d>3I_{OM}$；最高反向工作电压 V_{RM} 为最大反向峰值电压 $V_{(BR)S}$ 的2倍以上，即 $V_{RM}>2V_{(BR)S}$。常用超快速恢复二极管的型号及主要参数见表2-7。

表2-7 常用超快速恢复二极管的型号及主要参数

用途及生产厂商	产品型号	V_{RM}/V	I_d/A	t_{rr}/ns
阻塞二极管 GI	UF4004	400	1	50
	UF4005	600	1	30
	UF4006	800	1	75
	UF4007	1000	1	75
	UF5406	600	3	50
	UF5408	1000	3	50
阻塞二极管 Philips	BYV26A	200	2.3	30
	BYV26B	400	2.3	30
	BYV26C	600	2.3	30
	BYV26D	800	2.3	75
	BYV26E	1000	2.3	75
阻塞二极管 Motorola	BUR130	300	1	
	BUR140	400	1	
	BUR150	500	1	
	BUR160	600	1	
	BUR170	700	1	
	BUR180	800	1	
	BUR820	200	8	60
	BUR8100	1000	8	35
输出整流 GI	UF4001	50	1	25
	UF4002	100	1	25
	UF4003	200	1	25
	UF5401	100	3	50
	UF5402	200	3	50
输出整流 Motorola	MUR110	100	1	
	MUR120	200	1	
	MUR410	100	4	
	MUR420	200	4	
	MUR440	400	4	
	MUR610	100	6	
	MUR810	100	8	
	MUR820	200	8	
	MUR1610	100	16	35
	MUR1620	200	16	35
输出整流 Philips	BYV27-100	100	2	25
	BYV27-150	150	2	25
	BYV27-200	200	2	25
	BYV32-200	200	20	35
输出整流 GI	UGB8BT	100	8	20
	UGB8CT	150	20	20
	UGB8DT	200	5	20
反馈电路整流 Motorola	MUR120	200	1	
	BAV21	200	0.25	

2.4.4　肖特基二极管

肖特基二极管（Schottky Barrier Diode，SBD）是一种N型半导体器件，工作在低电压、大电流状态下，反向恢复时间极短，只有几纳秒，正向导通压降为0.4V，而整流电流达数百安。它是最近在开关电源中应用得最多的一种器件。区分肖特基二极管和超快速恢复二极管的方法是两者的正向压降不同，肖特基二极管的正向压降是0.4V，超快速恢复二极管的正向压降是0.6V。值得注意的是，肖特基二极管的最高反向工作电压一般不超过100V，它适合用在低电压、大电流的开关电源中。表2-8给出了肖特基二极管的型号及主要参数。

表2-8　肖特基二极管的型号及主要参数

产品型号	反向峰值电压 V_{RM}/V	平均整流电流 I_d/A	反向恢复时间 t_{rr}/ns	生产厂商
UF5819	40	1	<10	GI
UF5822	40	3	<10	
MBR360	60	3	<10	Motorola
MBR650	50	6	<10	
MBR745	45	7.5	<10	
MBR1045	45	10	<10	
MBR1050	50	10	<10	
MBR1060	60	10	<10	
MBR1645	45	16	<10	
MBR3045	45	30	<10	
MBR3050	50	30	<10	
MBR20100	100	20	<10	
MBR30100	100	30	<10	
50SQ100	100	5	<10	

2.4.5　瞬态电压抑制器

瞬态电压抑制器（Transient Voltage Suppressor，TVS）是一种电压保护器件。由于它在电路中的响应速度快、体积小、价格低，在开关电源和其他一些家用电器中得到了应用。瞬态电压抑制器是一种用硅材料制成的器件，它与硅整流二极管一样都具有PN结；封装形式有DO-41、A27K、A37K；在75℃温度下额定脉冲功率为2W、5W、15W；在25℃温度下承受的浪涌电流达到50A、80A、200A；最大功率可达60kW，承受瞬态高能电压（如浪涌电压、雷电干扰尖峰电压）时，能迅速反向击穿，由高阻态变为低阻态，把干扰脉冲钳位到规定值，使设备不受外界条件影响，保护设备安全。

TVS有单向瞬态电压抑制和双向瞬态电压抑制两种。它的主要技术指标有：反向击穿电压 V_B（这是选择时首先考虑的参数）、脉冲电流 I_P（如果选小了，TVS将会击穿）、钳位时间（越短，安全性越好，一般仅为1ns）。如果反向电压达不到，可以用两只或三只TVS串联起来使用。表2-9给出了TVS的型号及主要参数。

表 2-9 TVS 的型号及主要参数

型 号	V_B/V	P_P/W	I_T/mA	V_R/V	I_R/mA	I_P/A	α_t/(%/℃)
TVP526	100	400	1	81	5	3.5	0.10
TVP434	200	400	1	162	5	1.7	0.10
TVP1034	200	500	1	162	5	3.5	0.10
5KP100	122	500	5	100	10	26	0.14
P6KE90	90	400	6	150	10	30	
P6KE150	150	500	6	200	10	30	
P6KE200	200	600	6	250	10	30	
P6KE120	120	600	6	250	5	30	
1.5KE120A	120	600	1.5	250	5	4	
1.5KE200A	200	600	1.5	150	5	4	

注：V_B 为反向击穿电压；P_P 为峰值功率；I_T 为测试电流；V_R 为反向漏电电压；I_R 为反向漏电电流；I_P 为脉冲电流；α_t 为温度系数。

2.5 自动恢复开关的特性与选用

自动恢复开关（Resettable Switching，RS）又叫自动恢复熔丝，它是一种过电流保护器件。当电路发生短路或用电电流超过极限值时，它起保护作用。它具有开关特性好、使用安全、不需维护、可自动恢复、可反复使用等特点。自动恢复开关的类型及安装方式如表 2-10 所示。

表 2-10 自动恢复开关的类型及安装方式

类 型	工作电流/A	工作电压/V	安装形式	用 途
RGE	3.0 ~ 24	<16	插件	一般电器
RXE	0.1 ~ 3.75	<60	插件	开关电源
RUE	0.9 ~ 9	<30	插件	开关电源
SMD	0.3 ~ 2.6	15/30/60	表面安装	计算机/一般电器
miniSMD	0.14 ~ 1.9	6/13.2/15/30/60	表面安装	计算机/开关电源
SRP	1.0 ~ 4.2	<24	片状	电池组
TR	0.08 ~ 0.18	<250/600	插件	通信器材

2.5.1 自动恢复开关的工作原理

自动恢复开关是由高分子晶状聚合物和导电链构成的，它将聚合物紧密束缚在导电链上，在常态下它的电阻值非常低，只有 0.2Ω，工作电流通过开关时功耗也很小，它所产生的热量很少，不改变聚合物内部的晶状结构。当电路电流超过最大设计值或发生短路故障时，电流增加，导电链产生的热量使聚合物从晶体状态变为非晶体状态，原来被束缚的导电链自动分离断裂，它的内阻迅速增加至数千欧，使电路进入开路状态，立即将电路电流切断，对电路起到保护作用。当故障排除以后，它又能很快恢复到低电阻状态。这种可持续性的转换器件能反复使用而不损坏。自动恢复开关可在家用电器、计算机、通信设备以及开关

电源上用作过电流保护。通常，将自动恢复开关串接在低压直流输出端，此时交流输入端的熔断器可省去。这里应特别注意：自动恢复开关只能进行低压过电流保护，而不能接在220V 或110V 交流电压上，否则将使开关烧坏。荧光灯断路或漏气时，镇流器的工作电流是正常工作电流的 3 倍以上，这时只要在镇流器的输出端与灯之间的电路中串联一只自动恢复开关，就能非常有效地进行过电流保护，提高电子镇流器的可靠性。

2.5.2　自动恢复开关的检测方法和选用原则

1. 电阻检查

用数字万用表的电阻档直接测量它的直流电阻，电阻值越小，自动恢复开关的容量越大。它的阻值范围见表 2-11。

表 2-11　自动恢复开关的阻值

类　型	RGE	RXE	RUE	SMD	miniSMD
R/Ω	0.002～0.075	0.03～4.50	0.005～0.120	0.025～4.800	0.024～5.00

2. 过电流后自动恢复能力的检查

在直流稳压电源输出端，将自动恢复开关与电流表串联，要求稳压电源的输出电流必须大于自动恢复开关的电流 I_H。稳压电源的输出电压从零开始逐渐升高，这时注意电流表的电流读数也在不断增加。当稳压电源的输出电流接近或超过自动恢复开关的电流时，电流表上的电流读数突然减小，此时自动恢复开关已进入高阻抗状态。关断电源后，稳压电源的输出电压又从零点几伏开始上升。观察电流表，如果一段时间后电流表上的电流读数升到一定值，这段时间就是自动恢复开关的自动恢复时间。自动恢复开关的选用原则如下：

1）根据设计电路的平均工作电流、工作电压，依照表 2-10 选择器件的类型和安装方式。

2）将工作电流换算成器件的动作电流，见表 2-12。

表 2-12　不同环境温度下的电流换算率

类　型	-20℃	0℃	20℃	30℃	40℃	50℃	60℃	70℃	80℃
RGE	132%	120%	105%	96%	88%	80%	71%	61%	47%
RXE	136%	119%	100%	90%	81%	72%	63%	54%	40%
RUE	130%	115%	100%	91%	83%	77%	68%	61%	52%
SMD	134%	117%	100%	92%	83%	75%	66%	58%	45%
miniSMD	135%	118%	100%	93%	87%	80%	73%	65%	57%
SRP	135%	118%	100%	92%	85%	77%	69%	60%	50%

3）根据最高工作电压 V_{max}、最大电流 I_{max}、最大功耗 P_{Dmax}、最小电阻 R_{min}、最大电阻 R_{max}选择合适的自动恢复开关。miniSMD 产品的规格见表 2-13。

如某电子设备的工作电流为 0.1A，电压为 3.3V，环境温度 $T_A=40℃$，选用 miniSMD 自动恢复开关。查表 2-12 可知，40℃时的换算率为 87%，所以 $I_H=0.1A/87\%\approx0.115A$，可选 miniSMD020。由图 2-14 可知，miniSMD020 的短路电流达 2A，其动作时间为 0.2s。

表 2-13 miniSMD 产品的规格

类 型	规 格	I_H/A	V_{max}/V	I_{max}/A	P_{Dmax}/W	R_{min}/Ω	R_{max}/Ω
miniSMD	CO14	0.14	60.00	10	0.8	1.5	5
miniSMD	020	0.20	30.00	10	0.8	0.8	5
miniSMD	CO35	0.35	6	40	0.6	0.32	1.30
miniSMD	CO50	0.50	15	40	0.8	0.15	1.00
miniSMD	075	0.75	13	40	0.8	0.11	0.45
miniSMD	E190	1.90	16	100	1.5	0.024	0.08

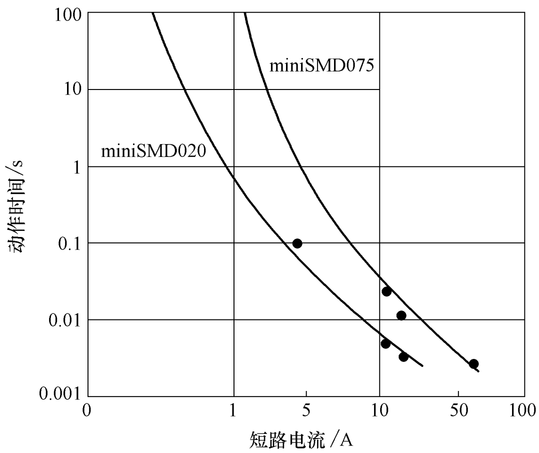


图 2-14 短路电流

2.6 热敏电阻

热敏电阻是由锰钴镍的氧化物烧结而成的半导体陶瓷制成的，具有负温度系数，随着温度的升高，其电阻值降低。热敏电阻的主要参数如下：

1）R_{T0}：零功率电阻值，表示室温为25℃时的电阻值。R_{T0}越低，稳定性越好，但敏感性差。

2）α_T：零功率电阻温度系数，表示零功率下温度每变化1℃所引起电阻值的相对变化率（%/℃）。

3）δ：耗散系数，指热敏电阻的温度每变化1℃所消耗功率的相对变化量（mW/℃）。

热敏电阻在开关电源中起过热保护和软启动的作用。过热保护时将热敏电阻并接在输入电路中。刚启动时，温度低，电阻值高，相当于开路。如果电路输入电压超高，热敏电阻就会发热，其电阻值降低，对输入电流分流。当发热超过极限值时，整流后的输出电压降低，开关电源高频振荡停振，或是由于热敏电阻阻值降低后，将电路熔丝熔断，电路与供电电源断开，起到热保护作用，如图2-15所示。所谓软启动是指电源刚通电时，因滤

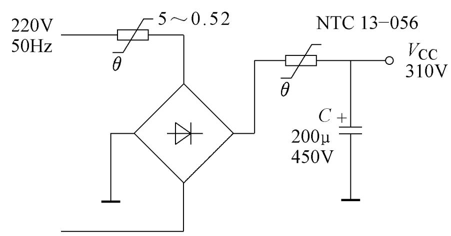


图 2-15 NTC 软启动电路

波电容 C 的电压不能突变，容抗趋于零，瞬时对电容充电的电流很大，容易损坏电解电容。为了解决这一问题，一般是在电路中串联几欧的电阻，在启动瞬间对电流加以限制。但是，由于电阻功耗上升，电源效率下降。如果将电阻换为热敏电阻，就可解决这一问题。电路刚通电时，热敏电阻的温度低，阻值很大，瞬时能对充电电流加以限制。随着电流通过发出热量，热敏电阻的阻值迅速减小，启动成功，功耗降低。这就是热敏电阻限流软启动的作用。热敏电阻的型号及主要参数见表 2-14。

表 2-14　热敏电阻的型号及主要参数

型　号	常温电阻值/Ω	最大工作电流/A	适用开关电源功率/W	生产厂商
7NSP16	16	0.7	≤12	威海环翠电子材料厂
7NSP22	22	0.6		
7NSP33	33	0.5		
9NSP10	10	2.6	20～35	
9NSP16	16	1	≤20	
9NSP22	22	1	≤20	
9NSP33	33	0.8	≤20	
11NSP10	10	3.0	40～80	
11NSP16	16	2.5	40～80	
11NSP22	22	2.0	20～40	
11NSP33	33	1.5	20～40	
NTC16D-7	16	0.7	≤11	南京科敏电子电器厂
NTC22D-7	22	0.6		
NTC33D-7	33	0.5		
NTC10D-9	10	2.0	20～40	
NTC16D-9	16	1	≤20	
NTC22D-9	22	1		
NTC33D-9	33	0.8		
NTC10D-11	10	3.0	40～80	
NTC16D-11	16	2.5		
NTC22D-11	22	2.0	20～40	
NTC33D-11	33	1.5		
NSP8D05R	5	1.0	20～40	浙江省东阳市三星电子公司
NSP8D10R	10	0.8		
NSP8D15R	15	0.7		
NSP8D22R	22	0.6		
NSP8D33R	33	0.5		
NSP10D10K	10	3.0	40～80	
NSP10D15K	15	2.5		
NSP10D22K	22	2.5		
NSP10D33K	33	1.5		
NSP13D05R	5	4.0	80～160	
NSP13D10R	10	4.0		
NSP13D20R	20	3.0		

2.7　TL431 精密稳压源的特性与选用

TL431 是由美国德州仪器（TI）公司和摩托罗拉（Motorola）公司联合生产的，为

2.50～36V 可调式精密并联稳压源，广泛用于开关电源、电子仪器和各种检测仪表中。在电子电路中，TL431 可以用来设计延时电路、电压比较器、精密恒流源、大电流稳压源等；在开关电源中，可构成外部误差放大器，再与光耦合器组成隔离式反馈电路，使电源电压稳定输出。

2.7.1 TL431 的性能特点

TL431 共有以下几种型号：TL431C、TL431AC、TL431I、TL431M、TL431Y。它们的内部结构一样，只是技术指标有点差异，其特点如下：

1）动态阻抗低，典型值为 0.2Ω；输出噪声低。

2）阴极工作电压范围是 2.50～36V，极限值为 37V；阴极工作电流 $I_{AK}=1\sim100$mA，极限值为 150mA；额定功率为 1W，$T_A>25$℃时，则按 8.0mW/℃的规律递减。

2.7.2 TL431 的工作原理

TL431 的基本电路接线如图 2-16 所示。它相当于一只可调节的齐纳稳压二极管，输出电压由外部的 R_1、R_2 来设定，$V_o=V_{KA}=(1+R_1/R_2)V_{REF}$。$R_3$ 是限流电阻，V_{REF}是常态下的基准稳压端（电压 V_{REF}为 2.5V）。图 2-17 所示是 TL431 的等效电路，它主要由误差放大器 A、外接电阻分压器上所得到的取样电压、2.50V 基准稳压源 V_{REF}、NPN 型晶体管 VT（用以调节负载电流）和保护二极管 VD（防止 A、K 间极性接反，起保护作用）组成。TL431 的工作原理是这样的：当输出电压 V_o 上升时，取样电压 V_{sample}也随之上升，使取样电压大于基准电压 V_{REF}，致使晶体管 VT 导通，其集电极电位下降，即输出电压 V_o 下降。

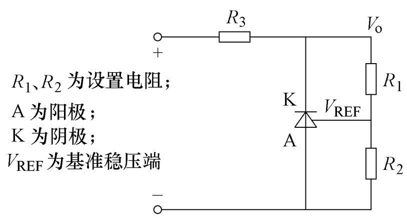


图 2-16 TL431 的基本电路接线

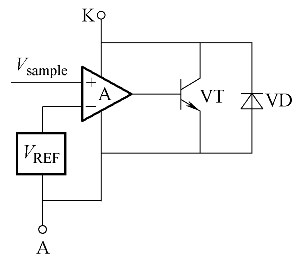


图 2-17 TL431 的等效电路

2.7.3 TL431 的应用

1. TL431 能实现可调的输出电压

如图 2-18 所示，将 L7805 三端稳压器接在 TL431 的阴极上，调节 R_1 来改变输出电压。输出电压的大小仍用上述公式计算，最低输出电压 $V_{omin}=V_{REF}+5V=2.5+5V=7.5V$，最高输出电压是 L7805 的输出电压的最大值 35V 加上 V_{REF}，所以 $V_{omax}=35V+2.5V=37.5V$。

2. 可以制成输出电压为 5V、电流为 1.5A 的精密稳压源

如图 2-19 所示，将 TL431 接在 LM317 三端稳压器的调整端与地之间。LM317 的静态工作电流只有 50μA，小于 1mA，无法为 TL431 提供正常的阴极电流。在电路中加入 R_3 后，输出电压 V_o 经 R_3 向 TL431 的阴极提供电流 I_{KA}，保证 TL431 正常工作。图 2-20 所示是大电流并联稳压电路。

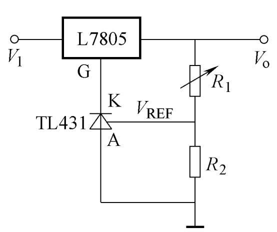


图 2-18　可调输出电压

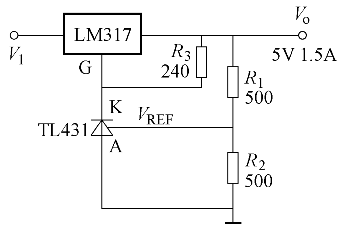


图 2-19　大电流稳压电路

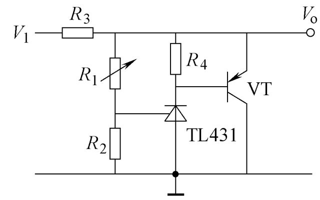


图 2-20　大电流并联稳压电路

2.7.4　TL431 的检测方法

利用万用表的电阻档可以检测 TL431 质量的好坏。从等效电路图知道，TL431 实际上是一只二极管，因此 A、K 极之间呈现出单向导电的特性。选用 $R\times1$k 档，黑表笔接 K 极，红表笔接 A 极，这时测量出的电阻为无穷大；调换表笔后测出的电阻为 5kΩ 左右。再用黑表笔接 V_{REF}极，红表笔接 K 极，这时显示电阻为 7.5kΩ，具体见表 2-15。

表 2-15　TL431 的检测方法

黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值/kΩ	黑表笔位置	红表笔位置	正常电阻值/kΩ
K	A	∞	K	V_{REF}	∞
A	K	5 ~ 5.1	V_{REF}	A	26 ~ 29
V_{REF}	K	7.5 ~ 7.6	A	V_{REF}	34 ~ 36

2.8　压敏电阻

2.8.1　压敏电阻的特性与选用

压敏电阻是在某一特定的电压范围内，随着电压的增加，电流急剧增大的敏感元件。它常并联在两根交流电压输入线之间，置于熔丝之后的输入回路中。压敏电阻的种类很多，其中具有代表性的是氧化锌压敏电阻。用作交流电压浪涌吸收器时，压敏电阻具有正反向对称的伏安特性，如图 2-21 所示。在一定的电压范围内，其阻抗接近于开路状态，只有很小的漏电流（微安级）通过，故功耗甚微。当电压达到一定值后，通过压敏电阻的电流陡然增大，而且不会引起电流上升速率的增加，也不会产生续流和放电延迟现象。压敏电阻的瞬时功率比较大，但平均持续功率却很小，所以不能长时间工作于导通状态，否则有损坏的危险。

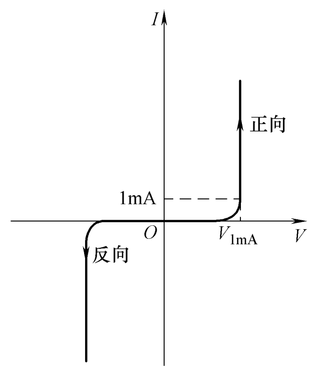


图 2-21　压敏电阻的伏安特性曲线

开关电源交流输入电压一旦因电网附近的电感性开关或雷电等原因而产生高压尖峰脉冲干扰，或因错相而引入 380V 的瞬变电压，具有可变电阻作用的压敏电阻就从高阻关断状态立即转入低阻导通状态，瞬间流过大电流，将高压尖峰脉冲或市电过电压吸收、削波和限幅，从而使输入电压达到安全值。当压敏电阻中通过大电流时，往往还会熔断熔丝，这就避免了对

开关电源中的电子元器件造成致命的损坏。选用压敏电阻时，要注意压敏电压和通流容量两个参数的选取。压敏电压即标称电压，是指压敏电阻在一定的温度范围内和规定电流（通常是1mA 或0.1mA）下的电压降。压敏电阻的标称电压必须高于实际电路的电压值。当输入电压为220V（有效值）时，压敏电阻的压敏电压一般不小于220V×$\sqrt{3}$≈380V，实际上选用400V。压敏电阻的通流容量通常表示其承受浪涌的能力。为了不影响压敏电阻的使用寿命，对通流容量的选取应留有充分的裕量。

压敏电阻的外形与普通金属膜电阻一样。在常温下测试时，它的阻值为几百千欧，甚至为兆欧级。压敏电阻损坏后，必须用相同规格的产品进行更换，千万不可用普通电阻替换。

2.8.2 压敏电阻的主要参数

开关电源上的压敏电阻主要作用是对过电压保护，而产生过电压的原因是空中雷击、电焊火花、电网浪涌电压。因为它关系到人身设备安全，对技术参数要求较为严格。

1. 漏电流

$$I_{\mathrm{eak}} = 2\pi f V C_{\mathrm{y}}$$

式中，V 为高端测试电压值；f 为供电电网频率，50Hz 或60Hz。C_{y} 为跨接在输入网线上相线到地、中线到地、一次侧到二次侧所接的总电容量。

2. 标称电压

压敏电阻通过1mA 电流时，压敏电阻两端所产生的电压称为标称电压。选择标称电压的原则是，对于交流电压应选用2.2 倍输入电压；对于峰值电压应选用1.5 倍 V_{PP}；对于直流电压应选用2.6 倍 V_{iDC}。

3. 流通量

所谓流通量，是在一定时间内，允许流入峰值电流和峰值电压的乘积。

2.8.3 压敏电阻的分类

压敏电阻分稳压型、防雷型、消磁型和穿透型等。如MYL1-1 表示防雷型压敏电阻，它的规格有850V、1000V、1500V、3500V 等规格。一般压敏电阻安装在低通滤波器前面，小功率电源不常用，它有一定的功耗。稳压热敏电阻，它可用于交直流电路，可作为电路双向限幅或稳压。穿透型压敏电阻，当输入电压超过它的标称电压1.2 倍时被击穿，外串联熔断器熔断，起到过电压保护作用，但它不因过电压而烧坏，可长期使用。

2.9 电容器的特性与选用

2.9.1 陶瓷电容

1. 概述

陶瓷电容因为体积小、寿命长、使用频率高等优点，在开关电源中应用比较多。陶瓷电容也叫瓷介电容，它的介质是一种天然物质陶瓷。陶瓷电容器有多种结构形式，其原理大体一样，主要是根据陶瓷的理化性质严格控制陶瓷片的厚度、面积、光滑度和平整度，然后经过现代技术进行精细加工而成。陶瓷的种类很多，根据成分不同，可分为钛康陶瓷、热康陶

瓷及钛酸钡陶瓷等，钛康材料的介电常数较高，具有负温度系数。热康材料的介电常数较低，负温度系数较小，电容的稳定性好。偏钛酸钡材料介电常数最高，温度系数也很大，电容器的稳定性很差，一般高新电子产品不用这种电容。陶瓷电容在开关电源电路中常用来抑制共态噪声，常接在电路与地之间，即 Y 电容，如图 2-22 所示。

2. 陶瓷电容在电路中的作用

一般说，电容有隔直流信号，传递交流信号的作用，它对防止和滤除噪波、高频电磁干扰和稳定电气性能起着十分重要的作用，陶瓷电容在电子电路中起如下的作用：

1）平滑纹波电流。开关电源输出电能，都是脉动直流，电流纹波较大，开关电路常采用大电容量的电解电容，随着开关电源的高频化与小型化，对电源输出参数要求也越来越高，目前均已采用叠层陶瓷电容，这种电容器的内部采用镍，经过碳膜化高温处理使电容量、耐电压等级及漏电流降低得到极大的改善。叠层陶瓷电容的容抗跟铝电解电容相比非常小，在电路中用作平滑纹波的效果非常好，电容自身的发热量很低，对输出 100～500kHz 的纹波电流的平滑度有显著提高。一般来说，铝电解电容随着使用时间的延长，它的电容量随电解质干涸而减小，而陶瓷电容的电容量几乎不随时间变化。

2）旁路噪声干扰。为了阻止噪声由输出回路进入负载或者低频电磁波由输入电路进入电源，一般在电路中接入陶瓷电容，用它来抑制正态噪声和用于低通滤波。这种作用的电容称为旁路电容，它配接在主电路的输出电路中，其旁路效果比较好。这种电容的电容量一般为 220～3300pF，耐压范围视电路作用而定，一般为 500V～1.2kV。

3）滤除噪声。开关电源的输入回路常接有交流电路滤波器，它的作用是滤除外部噪声的进入与内部噪声的传出，这种滤除噪声的电容都用陶瓷电容。接在电源进线的电容，抑制噪声的频率较低，所需的电容量较大，耐压为 275V，称它为 X 电容，如图 2-22 所示。

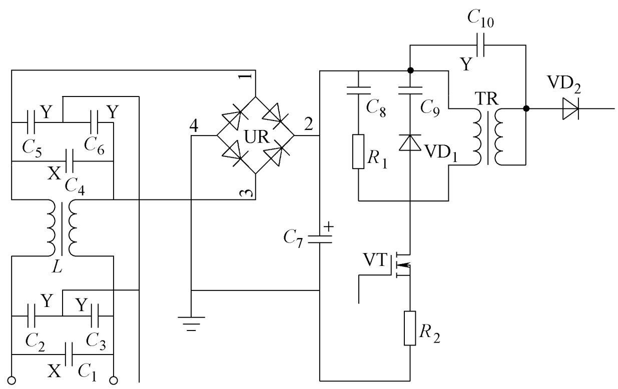


图 2-22　电容在开关电源的位置

3. 陶瓷电容的特点

1）结构简单，加工生产工艺要求不高，原料丰富，价格便宜。

2）电容的绝缘性能强，绝缘电阻大，可制成耐压很高的电容，能耐压高达 2kV。

3）具有良好的耐热性，有耐高温的特点，可在高达 500～600℃ 的条件下正常稳定工作。

4）温度系数范围很宽，可以生产出不同温度系数的电容，以适用于不同的场合。

5）陶瓷电容还有耐酸、耐碱、耐盐的特点，若受水的侵蚀，也能长期正常地工作，不易老化。

6）陶瓷材料的介电系数很大，一般从几十皮法到数百皮法，有的介电系数高达几千皮法，这使得瓷介电容器的体积可以做得很小，如果采用多叠层的方式，电容器的容量可扩展很大。

7）陶瓷电容的瓷介质材料不可以卷曲，电容器本身不带电感性，这样生产出来的陶瓷电容高频特性较高，广泛用于航天通信。

8）陶瓷电容的损耗角正切值与频率的关系很小，损耗值不随频率的升高而上升。但是，它的机械强度低，容易破裂损坏。

2.9.2 薄膜电容

1. 概述

有机薄膜就是塑料薄膜，以有机介质材料制造的电容就是薄膜电容。

薄膜电容有十几种，有聚苯乙烯电容、聚四氟乙烯电容、聚酯（涤纶）电容、聚丙烯电容等。聚苯乙烯电容器的种类很多，CB10 型、CB11 型为普通聚苯乙烯电容器，CB14 型、CB15 型为精密聚苯乙烯电容器。聚四氟乙烯电容器使用的材料价格昂贵，生产成本高，通常只在特殊场合选用这种电容器，例如高温、高绝缘、高频电路中使用。聚酯电容器就是涤纶电容，它性能稳定、体积小，常常被用在高级电子设备中。

2. 薄膜电容在电路中的作用

薄膜电容有很多优点，被广泛用于开关电源电路中。

1）抑制正态噪声。电源输入回路的低频噪声波以及电磁杂波，是一种频率低于 5MHz 的干扰信号，抑制这种信号的能力，就是电子设备电磁兼容性（EMC）指标的高低，要保证电子设备既不受周围环境噪声的影响，也不能对周围设备产生干扰，图 2-22 中的 C_1、C_4 以及 C_2、C_3、L、C_5、C_6 将起着决定性作用，C_1、C_4 与交流输入线并接，抑制正态噪声叫 X 电容，C_2、C_3、C_5、C_6 接在输入线与地之间称 Y 电容，也起着抑制正态噪声的作用，这里的元件既可以用陶瓷电容，也可以用薄膜电容。抑制正态噪声的 Y 电容的选用，要注意电容的额定值，其次是漏电流。

2）用作电路充放电。很多电子电路为了加速晶体管的导通和截止，一般在晶体管的基极串联由电容、电阻组成的 RC 微分电路，C 就是加速充电电容。用于晶闸管的高压点火过程中，它将电容器的充电电能输入到变压器的一次侧，经变压器耦合升压，使它的二次侧获得高压，进行重复点火，如火箭发射起飞等，都是采用光放电原理。

3）抑制共模干扰。共模干扰和差模干扰是开关电源防止干扰常见的一种物理现象，这种干扰不但幅值高、能量大，而且对电源有破坏性的损害作用，只有聚四氟乙烯薄膜电容才能抑制这种干扰。图 2-22 中的 C_{10} 就是为抑制这种干扰而设计的。

3. 薄膜电容的特性

1）耐压范围宽。薄膜电容一般耐压范围在 30V ~ 15kV 内。普通聚苯乙烯电容的额定电压为 100V；高压型聚苯乙烯电容的工作电压可高达 40kV，专供高压电子设备使用。

2）绝缘电阻高。聚苯乙烯电容的容抗一般大于 $10^{11}\Omega$，所以它的漏电流很小，电容在充电后静置 1000h，仍能保持 95% 以上的电荷。而纸介质电容充电后静置 200h，充电电荷量几乎全部放完。所以聚苯乙烯电容广泛用于航空航天、金属冶炼及超低温寒冷环境。

3）电容器的损耗很小，通常 $\tan\delta = 5 \times 10^{-4} \sim 12 \times 10^{-4}$，所以用在高频电路或要求绝缘电阻很大的电子产品里。

4）电容的制造工艺简单，用于制造电容的材料丰富，而且电容的容量范围宽，一般可生产的容量为 50pF ~ 500μF。

5）制造出的电容精度很高，这是因为金属膜聚苯乙烯的厚度、平整度和均匀度容易控制。电容器的误差等级为 ±1% 、 ±2% 和 ±5% 。特殊需要时，电容器的误差可控制到 ±0.3% ，甚至 ±0.1% 。

6）聚苯乙烯电容的温度系数极小，一般为 $-70\times10^{-6}\sim200\times10^{-6}$ （1/℃）。电容在电路中工作极为稳定，但是工作温度不能超过 100℃，否则电容的损耗加大。抗酸碱、耐腐蚀、耐潮湿也是聚苯乙烯电容的一大优点。当电容器两片极板因电压过高而将局部击穿时，聚苯乙烯金属膜层能使击穿点的金属层面恢复到击穿点之外，从而达到自愈，能消除因击穿造成的短路，保证了电路安全。

2.9.3　铝电解电容

铝电解电容也是由极板和绝缘介质组成的。它的绝缘介质一般是铝酸溶液。铝电解电容是在开关电源电路里使用比较多的一种元件，它的质量好坏也是整个电源质量好坏的关键。如果对它的功能特性、选用原则不十分了解，很难在电子设备中发挥它的作用，甚至可能起到相反的作用。设计工程师必须把握铝电解电容的电气参数与性能特点，才能正确地设计出高品质开关电源和其他电子产品。

1. 铝电解电容的功能特性

铝电解电容和其他电容一样，也有传递电能、滤除交流的作用。常常由于温度、湿度、工作电压以及频率的影响，使电容的寿命、效果发生质的变化，因此，提高铝电解电容的质量、缩小体积是所有生产厂家主攻的难题。他们在生产工艺上采用了许多新技术，其中有扩大电极箔的蚀刻倍率、开发耐热性能好的高电导率电解液；提高电解体隔膜的化学性能和热稳定性；采用高气密性、耐腐蚀、耐高温的封口材料；对生产工艺和监测环节采用全程自动化跟踪生产，以提高产品的质量。影响铝电解电容器的是温度和随着时间而延长的电解液的导电性能，它们影响铝电解电容的工作电压和体积的蚀刻倍率，因此增大电解体的有效表面积，增大电极箔的单位面积，是增加电容静电容量，提高电容极片的耐压等级的主要手段。

铝电解电容的电解液是通过高沸点溶液媒介和电离子离解度物质融合并添加高温稳定剂而成的。电解电容的封口衬垫用来控制电容里的电解质溶液挥发而设定，衬垫材料的选择对电容的寿命至关重要。铝电解电容的性能主要决定于电解液的性能、阳极箔蚀刻倍率以及封口材料等因素。

2. 铝电解电容的电气参数

1）额定工作电压。铝电解电容的额定（直流）工作电压是衡量电容动态品质重要参数，如果电路施加在电容的最高峰电压高于电容的额定电压，电容器的漏电流将增大，传递电能的能力将下降，电气特性将会破坏，严重超压时，在很短的时间使电容爆裂损坏。

2）标称静电容量及允许偏差。开关电源整流滤波的电容量较大，而且是随着输出功率的变化而改变的，它是为减小整流后的电压纹波而设立的，起着平波作用。在电容的额定电压一定时，电容的容量越大，体积越大，价格也越高。如果滤波电解电容量太小，不仅对直流纹波电压起不到滤波的作用，还会引起开关管的损坏，很可能会导致输出波峰电流超过安全标准。开关电源对电解电容器容量偏差有严格的要求，一般允许偏差 ±10% ，高级的电源为 ±5% 。

3）使用温度范围。开关电源的温升一般只能达到 60℃，由于电源胶壳内部空间有限，

元器件排列拥挤，散热条件较差，当环境温度超过35℃时，开关电源壳内温升超过80℃，加上电解电容器自身的热量，电容表面温度会超过90℃，这对电解电容器的质量是一个很大考验。从可靠性和安全性考虑，注意电容器所标明的温度范围。除此以外，还要注意电容器内部电解液受温度影响，通过封口，从缝隙可看到漏逃逸的程度。还要求具有防爆装置。

4）漏电流。漏电流是所有电容的一个重要技术指标，如果漏电流偏大，电容的容量将随着时间的延长急剧减小，使寿命也越来越短，对整个电源的使用时间产生重大影响，铝电解电容将漏电流视为生命电流，可见漏电流的大小非同一般。

5）损耗角正切值。电容的损耗角正切值是电容容抗的一种表述，电子电路有阻抗、容抗和感抗，统称为电抗，损耗角正切是功率损耗一个参量。

6）耐高频脉冲电流能力。任何一只电解电容，把它视为一个理想的电容器电抗与一只电阻串联，当开关电源采用APFC电路时，要求APFC变换器输出的滤波电容不仅能承受400V以上的直流高压，而且还必须能通100kHz以上的脉冲电流，这种高频脉冲电流在对电解电容进行充放电的过程中，将会产生大量的热耗损失，并使电解电容温度升高，这种温升的高低，就是ESR技术指标，ESR越小，电容器耐高频脉冲电流的能力越强。

7）高温储存特性。电解电容放在105℃的无负载的环境中，经过720h，再骤降至25℃，电容器的静电容量的变化率在初始值±15%以内；额定电流等于初始规定值；电容的漏电电流不发生明显的改变。

3. 铝电解电容的选用

根据开关电源电路各个回路工作区域的不同，结合铝电解电容的功能特性和技术参数，对铝电解电容的选用作如下规定：

1）额定工作电压的确定。对于交流输入用于单个电容器直流滤波，则要求电解电容器的耐压不低于最高输入电压的$\sqrt{2}$倍。如果开关电源采用升压式有源功率因数校正（APFC）输出滤波电容器，要求电容器的耐压不低于输入电压最大值的$\sqrt{2.8}$倍。其他用于滤波的电容耐压大于1.2倍的输出电压。

2）电容容量选择计算。滤波用电解电容器的容量大一些，有利于减小直流电压的纹波，对电源桥式整流输出的脉动电压有稳压作用，使开关功率管在工作区域里，发挥最大的脉冲调制和功率驱动作用，其电容容量的大小与输出功率有一定关系，对于5～10W的开关电源，用电解电容按1.47μF/W计算选用；对于10～50W的开关电源，按2.0μF/W的容量计算选用；对于50～100W的开关电源，按2.5μF/W的容量计算选用；对100～150W的开关电源，按3.0μF/W的容量计算选用。值得注意的是，有些开关电源的功率因数和电源的谐波含量达不到技术指标，设计工程师不知所措，其原因就是电源滤波电容容量太小所致。电解电容静电容的允许偏差一般选用±10%，要求高的开关电源可选用±5%。

3）电容器使用温度的考虑。开关电源所有的元器件都处在比较高的温度环境下工作，电解电容属于高发热元件，仅次于振荡变压器和开关功率管，如果电解电容的标称温度选用低了，不但是降低了开关电源技术指标，还使电源的使用寿命大大缩短，严重时将会产生爆炸。因此，从可靠性与安全性考虑，电解电容必须选用-25～105℃的高温型铝质电容。对直径大于8mm的中高压高温型铝电解电容，要求具有防爆结构或防爆装置。

4）漏电流的估算与测试。如果电解电容的漏电流偏大，电容会发生早期失效，开关电源的输出电压偏低，波动加大，这是常见的现象。在选用时，对电容必须进行测试。如果没

有电容参数测试仪，可用普通万用表 $R\times1k$ 电阻档进行测量，指针偏离越大，接近“0”停留时间越长，说明电容越大，然后，缓慢回到“∞”位置，距离“∞”位置越近，则漏电流越小，相反漏电流越大。除此以外，还可对电解电容漏电流估算：当电容 $C=33\mu F$ 时，其漏电流 $I_d\leqslant0.02CV$；当 $C\geqslant49\mu F$ 时，$I_d\leqslant3\sqrt{CV}$。C 是电容容量，单位是 μF，V 的单位是 V。

总之，选择铝电解电容器时要考虑电容的额定容量，其次是耐压，再次是标称温度，最后是漏电流。

凡是能经受住各种试验检验的铝电解电容器，在实际应用中很少会损坏。铝电解电容器在高频电路中的选用类别见表 2-16。

表 2-16　适用于高频电路的铝电解电容器的类别

6.3V，使用温度 85℃				10V，使用温度 85℃			
容量/μF	损耗角正切值（120Hz）	阻抗/（Ω/100kHz）	允许纹波电流（有效值）/mA	容量/μF	损耗角正切值（120Hz）	阻抗/（Ω/100kHz）	允许纹波电流（有效值）/mA
120	0.22	1.2	205	82	0.19	1.2	175
150	0.22	0.90	235	120	0.19	0.90	214
220	0.22	0.60	290	180	0.19	0.59	290
330	0.22	0.40	400	270	0.19	0.40	306
390	0.22	0.34	488	330	0.19	0.33	445
560	0.22	0.24	617	470	0.19	0.24	575
820	0.22	0.19	800	560	0.19	0.18	807
470	0.22	0.27	613	390	0.19	0.25	620
680	0.22	0.21	734	560	0.19	0.21	795
1200	0.24	0.12	1010	820	0.19	0.12	1010
1500	0.24	0.10	1190	1200	0.21	0.10	1190
2200	0.24	0.092	1440	1500	0.21	0.090	1440
1200	0.24	0.12	1010	1000	0.19	0.12	1010
2200	0.26	0.084	1400	1800	0.21	0.083	1400
2700	0.26	0.070	1690	2200	0.23	0.067	1690
3900	0.28	0.063	1950	2700	0.23	0.062	1950
4700	0.30	0.052	2390	3300	0.25	0.050	2200
5600	0.32	0.045	1310	3900	0.25	0.043	2390
2200	0.26	0.090	1660	1500	0.21	0.090	1320
3900	0.28	0.070	2070	3300	0.25	0.070	1730
5600	0.32	0.060	2350	3900	0.25	0.060	2070
6800	0.34	0.044	2550	4700	0.27	0.045	2280
8200	0.38	0.040	2970	6800	0.31	0.037	2550
10000	0.40	0.032	1460	8200	0.35	0.031	2900
3300	0.28	0.075	1850	2200	0.23	0.075	1480
5600	0.32	0.060	2120	300	0.25	0.060	1860
6800	0.34	0.050	2200	4700	0.27	0.049	2150

2.9.4 固态电容

铝电解电容的电解质是硅酸铝，它的容量、寿命、漏电流受温度影响较大，尤其是开关电源的使用寿命很难突破50000h的主要原因是电解电容的影响。固态电容（Solid Capacitors）的电解质采用的是高分子聚合物，该材料不会与氧化铝发生反应，通电后不会发生爆炸，也不存在受热膨胀而影响电容传递电能或产生爆裂。固态电容具有环保、低阻抗、高低温稳定、耐高脉冲冲击等优点。固态电容的耐温达260℃，且它的导电性、频率特性及电容使用寿命均不受温度影响。它适用于摄像机、工业计算机等领域。

1. 固态电容分类

按电容的介质来分，分为有机介质、无机介质和铝电解电容三大类。

1）无机介质电容：包括陶瓷和云母两种。陶瓷固定电容常用在CPU上，也可用在GHz级别的超高频器件上。

2）有机介质电容：例如固体薄膜电容，其特点是容量精度高、耐高温、防潮湿等特点，常用在节能灯开关电源等电子设备上。

3）铝电解电容：电解电容的分类为电解液、二氧化锰、TCNG有机半导体、固体聚合物等。固态电容在我国发展迅速，它可以替换普通的钽电容，应用范围越来越广阔。采用固态电容的计算机，全天候24小时开机它的寿命可达到23年，是一般铝电解电容的6倍多。

2. 固态电容结构特点

固态电容采用固态导电高分子材料代替电解液作电容的阴极。导电高分子材料的导电能力比电解液高3～4个数量级，应用这种固态电容可以大大降低等效串联电阻，改善温度频率特性，由于电容结构使用电导率高的材料，在高频下的容抗很低，耗电低，易于提高设备的效率。有机固态电解电容的结构与液态铝电解电容相似，多采用直插立式方式。不同之处在于固态聚合物电解电容的阴极材料用固态有机半导体浸膏替换电解液，在提高各项有关电气性能的同时，有效解决了电解液蒸发、泄漏、易燃等难题。

由于采用了新型的固态电解质，固态电解电容具有液态电解电容无法比拟的优良特性。这些电气性能对于提高电子设备以高频为特征的使用显得尤为重要，可在开关电源得到应用。

3. 固态电容的选用

知道了固态电容的各项优良特性后，还需懂得焊接经验，掌握选用元器件的方法，在发现电容有漏液、失效情况时，首先应找到电路导致电容失效的原因，才能更换电容，否则不能彻底解决问题。固态电容的选用方法如下：

1）注意产品的标识标准，固态电容标识：第一部分是产品名称，用字母C表示电容；第二部分标识材料，钽材料为A，铝材料为D；第三部分标识容量；第四部分是耐压。

2）电容的顶部是否有十字形的防爆凹槽。固态电容顶部没有十字形凹槽。

3）注意封装形式：有两种封装形式，一种是直插式封装，另一种是带橡胶底座垂直安装形式。近期松下公司推出的TS-EE系列固态铝电解电容其耐压高达400～450V，将额定的纹波电流降低了1.5倍，有效控制了自身发热，其电容使用寿命可达到92000h。

2.9.5 超级电容器

超级电容器是一种电容量可达数千法拉的极大容量电容器。根据电容器的原理，电容量

取决于电极间距离和电极的表面积，为达到这种容量，只有缩小电极间距离，增加电极面积，为此，采用双层和活性炭多孔化电极。电容器双层介质，在电容器的两个电极上施加电压，在靠近电极介质表面上产生的电荷极性相反的电荷被束缚在介质界面上，形成电容器的两个电极；同时，活性炭多孔化电极可以获得极大的电极表面积，因而这种结构的超级电容器具有极大的电容量，并能存储很大的静电能量。超级电容器充、放电速度快，而且容量大，能够用于备用电源、动力电池、相机闪光灯、混合动力电动汽车等各种节能环保领域。

1. 超级电容器的特点

1）充电速度快：10min 内可充到额定容量的 95% 以上。

2）大电流放电能力强，大电流能量循环效率大于 95%。

3）功率密度高：可达 300 ~ 6000W/kg，相当于电池的 10 倍以上，其容量范围为 0.1 ~ 1000F。

4）超低温性能好：使用温度范围为 −40 ~ +80℃，其循环使用寿命高达 500 万 h 以上。

2. 超级电容器的主要参数

1）寿命：超级电容器的内阻增加，则容量降低。在规定的参数范围内，它的有效使用时间是可以延长的，一般跟它的特点第 4 条所规定的有关。影响寿命的是活性干涸、内阻加大，存储电能能力下降至 63.2% 称为寿命终结。

2）电压：超级电容器有一个推荐电压和一个最佳工作电压。如果使用电压高于推荐电压，将缩短电容器的寿命，但是电容器能连续长期工作在过高压状态下，电容器内部的活性炭将分解形成气体，有利存储电能，但不能超过推荐电压的 1.3 倍，否则将会因电压超高而损坏超级电容器。

3）温度：超级电容器的正常操作温度是 −40 ~ 70℃。温度与电压是影响超级电容器寿命的重要因素。温度每升高 5℃，电容器的寿命将下降 10%。在低温下，提高电容器的工作电压，电容器的内阻不会上升，可提高电容器的使用效率。

4）放电：在脉冲充电技术里，电容内阻是重要因素；在小电流放电中，容量又是重要因素，用公式表达如下：

$$V_{\text{drop}} = I\left(R + \frac{t}{C}\right)$$

式中，V_{drop}是起始工作电压与截止工作电压之差；I 是放电电流；R 是电容器的直流内阻；t 是放电时间；C 是电容容量。

为降低电压跌落，需选用大容量超级电容器。

5）充电：电容充电有多种方式，如恒流充电、恒压充电、脉冲充电等。在充电过程中，在电容回路串接一只电阻，将降低充电电流，提高电池的使用寿命。电池不允许瞬间大电流放电，一只超级电容器并接在电池的充电电流计算公式如下：

$$I_{\text{m}} = V_{\text{W}}/(5R_{\text{C}})$$

式中，I_{m} 是推荐最大充电电流；V_{W} 是充电电压；R_{C} 是电容的直流内阻。

持续采用大电流、高电压充电将影响电容寿命。

3. 超级电容器的选用

超级电容器是一种新能源装置，它有两个应用指标：一是高功率脉冲，二是瞬时功率保持。下面是两种计算公式和应用实例：

1）瞬时保持所需的电能：$W_{\text{B}} = \frac{1}{2}I(V_{\text{work}} + V_{\text{min}})$

2）减少电能能量：$W_J = \frac{1}{2}C(V_{work} - V_{min})$

式中，V_{wrok}为正常工作电压；V_{min}为最低输入电压。

超级电容器的容量：$C = (V_{work} + V_{min})It/(V_{wrok} + V_{min})$

式中，I为电路维持电流；t为维持时间。

例如，有一充电设备，用超级电容器作备用电池，若超级电容器的维持电流 $I = 0.1A = 100mA$，维持时间 $t = 10s$，最低输入电压 $V_{min} = 4.2V$，工作电压 $V_{work} = 5V$。计算充电设备需配多大的超级电容器容量 C。

根据上述容量计算公式：

$$C = (5 + 4.2) \times 0.1 \times 10/(5.2 - 4.2)F = 9.2F$$

根据计算结果，可选用6V、9.5F电容。

2.10 磁珠

2.10.1 磁珠的特性

开关电源尤其是大功率开关电源，它们的工作频率一般为100kHz，有的高达1MHz。在高频的作用下，电源的输出整流管，在关断期间反向恢复过程中，会产生噪声和反向峰值电流，非常容易击穿整流二极管或MOS管，还容易在二极管或MOS管导通期间向外辐射高频率的干扰信号。人们虽然在整流二极管的两端并联阻容元件组成高频旁路电路，但作用效果不太理想。相反，由于增加了电阻、电容，在高频率的作用下造成损耗。近年来，研发人员找到在二次侧滤波器输出线上套上一只磁珠，有力地抑制了噪声和干扰信号，还具有静电脉冲吸收能力。

磁珠的主要原料为铁氧体，是一种晶体结构亚铁磁性材料，它在低频时呈现电感特性，损耗很小；在高频时呈现电抗特性抵抗高频辐射。它的性能参数与铁氧体磁心一样，为磁导率和磁通密度。当导体穿过铁氧体磁心时，所形成的电抗是随着频率升高而增加，不同的频率其受理作用不一样。磁珠在高频下的磁导率较低，电感量也小，干扰电磁波吸收很大；在低频时作用相反。总而言之，磁珠器件具有低损耗、高品质因数的特性，可防止电磁辐射。

2.10.2 磁珠的主要参数

1）标准值：磁珠的单位是按照在某一频率下所产生的阻抗来标定的，它的单位是Ω，一般以100MHz为标准。如2012B601是指100MHz磁珠的阻抗为600Ω。

2）额定电流：是保证电路正常工作允许通过的电流。

3）感抗：磁珠在100MHz的高频下，在一闭环电路里，磁珠的两端所产生的电感量。电感量的大小表示储能的能力大小。

4）Q值：品质因数。

5）自谐振频率：由于电感有分布电容的作用，将形成LC振荡电路而起振，称之为自谐振频率。

6）超载电流：表示电感器正常工作时的最大电流的2.2倍。

7）封装形式及尺寸：在PCB上多使用表贴封装元器件，这种形式具有良好的闭合磁回路和电磁特性。

8）磁通量：磁珠在低频下承受电流越大，感抗随交流变化而呈容抗，磁珠发热而造成电路损耗。初始磁通量与品质因数Q得不到平衡。

9）居里温度：一般磁珠的居里温度为110℃，达到这一温度后即失去磁性，恢复室温后，磁导率降低10%。通过实验，55℃视为正常温度。

2.10.3　磁珠的选用

电磁干扰是所有电子设备必须重视的重要问题，软磁材料已成为EMI滤波器中不可缺少的元件，起着举足轻重的作用，软磁材料具有独特的性能，致使在抗EMI领域里发挥重要作用。但软磁材料种类繁多，各有自身的磁特性，主要有磁损耗、电阻率、磁导率、频宽、阻抗等，选择时，根据频段选择适合的材料。

选择磁珠时要注意通过电流的大小。磁珠通过的电流正比于元件的体积，否则会造成磁饱和。

磁珠的内径尺寸一定要与电缆线的外径尺寸紧密配合，不能有大的间隙，否则产生漏感，对抑制电磁干扰效果不利。

选择磁珠要充分了解电路以及电路的负载阻抗。哪段频率干扰超标、噪声衰减量是多少都要经过测试配置磁珠，不可随意乱用，最后还需考虑环境温度、湿度、器件的结构强度等。

2.10.4　磁珠的分类

磁珠由软磁铁氧体构成。磁珠分类有以下几种：

1）普通型：这是应用最广泛的一类，1608、2012是目前的主要规格，同时还有3216、3225等规格。

2）大电流型：普通型磁珠只有几安培，大电流型达到几十安培，计算机主机电源要求磁珠承受几安培电流，常采用叠层片式磁珠，它的阻抗较低，能消除高低频噪声。

3）尖峰型：有些电子设备在某一频段上存在着强烈的干扰噪声，这时可以在电子线路上加一个谐振频率恰巧在干扰噪声频段的尖峰型磁珠，可将干扰噪声完全抑制在电子线路上。

4）高频型：很多电子设备的工作频率都在提高，导致辐射干扰的频率往往超过1GHz的高频，如果使用普通型磁珠，三次谐波信号被大量衰减，致使时钟脉冲信号被钝化，会引起误操作，这时使用高频型磁珠，可将EMI进行抑制，而500MHz以下的信号可无衰减通过，而对1GHz以上的干扰噪声产生大量衰减。

2.11　大功率散热器

开关电源长期安全运行的关键，除了电路设计之外，再就是散热器设计，散热器是将功率开关管、整流二极管产生的热量及时地散发掉，避免因散热不良致使管心温度超过结温，

无法工作，甚至烧毁管子。

2.11.1 散热器的基本原理

热传递主要有三种方式：

1）热传导：物质本身或物质与物质相接触时，将其能量传递，称之为热传导，它是由能量较低的粒子和能量较高的粒子通过接触将能量进行传递。热传导的基本公式是 $Q=K\cdot A\cdot\Delta T/\Delta L$。式中，$K$ 为热传导系数，传导系数越高，其比热的数值越低；ΔT 是温度差；ΔL 是传递物体与传递物体的距离。从公式知道，热量传递快慢与热传导系数、传热面积成正比，与距离成反比。

2）对流：对流是流体与固体表面接触，使流体从固体表面带走热所形成的热传递。对流分为自然对流和强制对流。对流的计算公式是 $Q=H\cdot A\cdot\Delta T$。式中，H 为对流系数；A 为热对流有效接触面积；ΔT 为固体与流体之间的温度差。热对流系数越高、有效接触面积越大、温差越高，所带走的热量越多，效果越好。

3）热辐射：热辐射是一种不需接触，就能够发生热交换的传递方式。热辐射是通过短波来传递热能的，频率越高、波长越短，热辐射强度越大。热辐射的公式为 $Q=E\cdot S\cdot F(\Delta T_A-\Delta T_B)$。式中，$E$ 为物体表面热辐射系数，它与物体表面光洁度、颜色有关；S 是物体的表面积；F 是辐射热交换的角度及它的表面函数；$\Delta T_A-\Delta T_B$ 是两物体表面温度之差，也叫差度。

2.11.2 散热器的设计

散热器是很多电子设备的重要器件，工作状态的好坏直接影响整机的可靠性。大功率开关管发热量大，仅靠自身的外壳散热无法满足要求，需要配置合理的散热器才能有效地散热，而散热器的选择是否合理，将直接影响功率器件的可靠性，因此，仔细分析散热器的散热性能，有利于合理选取散热器。

1. 散热器的选取

散热器的选取首先考虑的是结构简单，加工方便，散热效果好。散热器的一般依据散热器的热阻来合理选择，还要考虑散热器的空间、气流流量和散热器的成本。散热器的效果与散热器的热阻大小密切相关，而热阻除了与散热器的材料有关之外，还与散热器的形状、尺寸大小、安装方式及环境通风等条件有关。而散热器的有效面积与散热几何参数密切相关。

2. 散热器的热性能几何因素分析

散热器的几何因素对散热器的散热性能有很大影响，现以典型材料进行分析：功率器件LM317为热源，工作在自然冷却环境下，环境温度为30℃，功耗为3.2W，散热器材为SYX-YDE。热源与散热器表面接触热阻为0.9℃/W，根据开关电源视在功率计算出散热材料要上升的温度确定尺寸大小，利用散热器优化设计软件，比较优化前后几何参数的变化及对散热器热阻的影响。

计算覆铜板的热阻公式：

$$R_{Cu}=\frac{1}{1.16K_SLBN}+\frac{[1-0.152(v_SL)^{-\frac{1}{10}}]L^{\frac{1}{5}}}{5.12v_S^{\frac{4}{5}}A}$$

式中，K_S 为导热系数，K_S = 332kcal/(h · m · ℃)；L、B、N 为覆铜板长（m）、宽（m）、厚（m）；v_S 为风速（m/s）；A 为总表面积（m^2）。

上式与封装形式有关，当引脚直接焊到覆铜板时，为 38℃/W；如果引脚不与敷铜板焊接时，接触热阻将达到 62℃/W。

3. MOSEFT 所用的散热计算

由多个散热片组成的散热器，通过热传导、对流、热辐射带来较多的散热效果。对于上述理论而言，接触面积无限大的散热器的热阻等于零，实际上是无法做到的，因为散热器占有空间有限，这就要求合理地选择散热器和计算其面积：

$$P_{M(max)} = (T_{j(max)} - T_{A(max)})/\theta$$

式中，$P_{M(max)}$ 为 MOSEFT 最大耗散功率（查资料手册）；$T_{j(max)}$ 为 MOSEFT 所允许承受的最高温度；$T_{A(max)}$ 为设计电路工作时所处的最高环境温度；θ 为热流所经过的总热阻：

$$\theta = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}$$

式中，θ_{jc} 为 MOS 管的 PN 结到外壳的热阻（℃/W）；θ_{cs} 为外壳到散热器的热阻（℃/W）；θ_{sa} 为散热表面到周围空气的热阻（℃/W）。

常用的铝散热板及散热材料特性，在散热器优化设计过程中，合理选择散热器的几何尺寸，要保证散热器在体积小、重量轻的情况下达到最佳散热效果，如图 2-23 所示，为铝散热器与周围空气热阻关系曲线图。

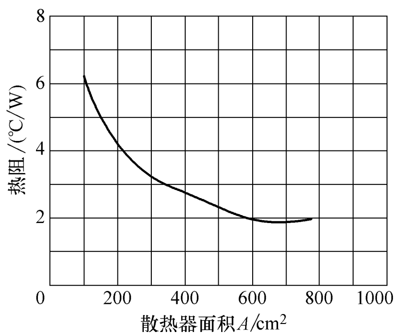
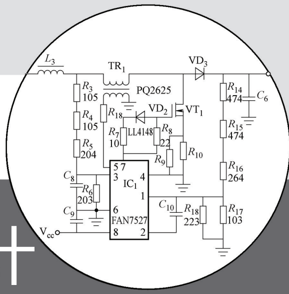


图 2-23　铝散热器与周围空气热阻关系曲线

第 3 章 开关电源脉宽调制转换电路的设计



开关电源的脉冲宽度调制（PWM）技术的特点是效率高、功率密度高、可靠性高，输出电压控制容易，电源改制容易，使用安装容易。开关电源的控制电路分为电压控制和电流控制两种类型；电流控制采用双闭环控制系统，对电压控制采用单闭环控制系统；双闭环控制系统对输入电压和输出负载的变化瞬态响应快，稳定幅度大，还具有良好的频率特性。

3.1 具有软启动、准谐振的 NCP1207 脉宽调制电源

NCP1207 具有软启动、零电压、零电流开关的功能，高效、低损耗、低成本是 NCP1207 的优势。它的设计功率可达到 150W，为了使电源恒功率输出，美国安森美公司在 NCP1200 的基础上，对芯片拓扑了多功能、高集成化的 NCP1207 电源控制芯片。在电性上，利用准谐振现象，根据开关变换电路电压电流、感抗容抗阻抗相互变化规律，以及电路在实现谐振的特殊条件，研究出了 ZVS、ZCS 的控制理论，进而又在 ZVS、ZCS 的基础上又创造出了零电流转换变换电路（ZCT-PWM）和零电压转换变换电路（ZVT-PWM）。这种变换电路的基本理论是，变换电路在一个工作周期里，一部分时间按 Z_V^CT（表示零电流、零电压转换）的工作程序工作，而另一部分时间按 PWM 工作程序工作，把两种工作程序结合起来，就实现了准谐振开关变换控制，这种变换电路的优点很多，NCP1207 具备了 Z_V^CT-PWM（零电流（电压）转换变换网络）的固有特点，并成功地应用于电子控制各个领域里，技术是先进的。在开关电源这门学科里，构成了准谐振开关电路，可以说是电源转换的一大突破。

准谐振变换器在开关电源各类结构形式里，都是利用变压器的寄生电感和电容及它的一次漏电感，来得到准谐振，但是，变压器过多的漏感和寄生电感对电源功率输出、电能变换、各个部件的信号传递都是有害的，不能过多地依赖上述条件环境实现准谐振这一功能，将给背光源 LED 驱动的应用创造了条件。

3.1.1 NCP1207 电路特点

1）达到准谐振这一目标，NCP1207 不但是在芯片本身，集成了特殊的功能模块，还在电路设计上利用 *RC* 振荡，固定开关管导通时间，调整谐振频率，使电路里的容抗与阻抗之和等于零，以获取准谐振变换的工作模式。为了保持输出电流或电压的恒定，电路还应用了变频控制。

2）为了防止在输出大电流的时间周期里，电路进入电流连续模式（Continuous Current Mode，CCM），它对变压器磁心防止磁饱和出现是有益的。电路采取的措施是：监测变压器的反馈绕组电压的零点是否有电流流通，以此来实现临界模式准谐振运行，不出现磁饱和，

保证电源安全。

3）电路具有过电压保护、过电流保护、过热保护以及 LED 灯输出短路保护，安全可靠，也是背光源电视电源质量的保证。电路从反馈绕组 L_F 取出电压信号，监测输入电压供电状况。当检测出过电压时，NCP1207 立即进入锁定输出电脉冲，停止向开关管输出。当 IC_1 的 V_{CC}端口低于 4V 时，振荡器将停止振荡，完全停止工作。一旦输出电路出现过载，NCP1207 控制芯片出现“溢出”，自动分压，消除因过载对开关管的高压应力，保护开关功率管的安全。压敏电阻 R_V 是为抑制瞬态浪涌电压的出现而设计的。R_T 是热敏电阻与电路中的负反馈网络组成过热保护工作链。

4）电路在运行过程中，因出现各种异常而快速实施保护，由此也会出现停止工作，但 NCP1207 电路在运行时无论输入输出温度如何变化，IC_1 都处在正常工作之中，都不会因各种保护芯片被“闷死”，这是因为电路设计了动态自动供电，它具有关闭/自动启动功能，保证了电路运行而不间断这一工艺技术。

3.1.2　NCP1207 电路工作原理

NCP1207 由 EMI 低通滤波保护电路、单相电压整流滤波电路、AC/DC 转换电路、输出滤波整流电路、取样反馈控制电路和恒流恒压控制电路组成。由于电路开关具有 ZVS 软启动，恒功率输出，电源被用在笔记本电脑、离线式蓄电池充电器、DVD 播放机、机顶盒电源、LED 背光源等消费类电器。又由于具有 ZVS 软启动、抗干扰能力强、功耗低、效率高也被用于国防军事各领域。图 3-1 是它的电路原理图，其工作原理如下：

1. 低通滤波保护电路

低通滤波是滤除 10MHz 以下的电磁干扰信号和大于 10MHz 低于 30MHz 的射频信号，更多的是低频噪声信号，这种信号对电子设备来说它的危害是最大的，如传导干扰，不但是外部设备噪声传入电源，干扰破坏电源正常工作，而且电源的噪声也会通过输入电源的电线向外部传出电源本身的噪声，形成交叉干扰。一台良好的电子设备既不受周围电磁噪声的影响，也不产生对周围干扰的噪声电磁波。图 3-1 电路会有两级复合式抗电磁干扰的滤波电路，它滤除噪声的效果最佳，电磁兼容性 EMC 最好。所谓保护电路主要是输入过电压保护和温度过热保护，具体指哪些元件，前面很多章节已经叙述，这里不再重复。

2. 电源启动和 NCP1207 的供电电路

NCP1207 具有动态自动供电的功能，该功能使电路处在保护关闭输出而又不“死机”最优点，它不要另外人工启动，也不消耗过多功率。IC_1 的 8 脚直接接到整流后的直流高压线上，向 IC_1 内部电路提供在启动时所需的电能，使电路进入工作状态。为了减小 IC_1 在启动时的功耗，提高电路的可靠性，电阻 R_8 用来减小启动电流。C_9 是接在 $IC_1$8 脚的旁路电容。图 3-2 是 NCP1207 引脚图。

当输出电流增大时，开关管 MOSFET 的漏极电流上升，也使电流在 R_{11}上的压降上升，电容 C_8 保证 IC_1 的供电不会影响它的工作。变压器 TR 的反馈绕组 L_F 的电压，经 VD_2 整流、C_8 滤波、R_{10}限流，输出直流电压 V_F，但 V_F 是随着输出功率的变化而变化的，为了保证 IC_1 的工作安全，必须使 V_{CC}脚的电压稳定在 12V 左右，因此由 R_{20}、VT_2、VS_1 组成的稳压电路，才使 IC_1 稳定工作得以实现。电阻 R_{19}、R_{18}、场效应晶体管 VT_3 是电源短路保护电路，当电源输出发生过电流或短路时，输出电压降低或为零，使 IC_2 的发光二极管亮度增大，

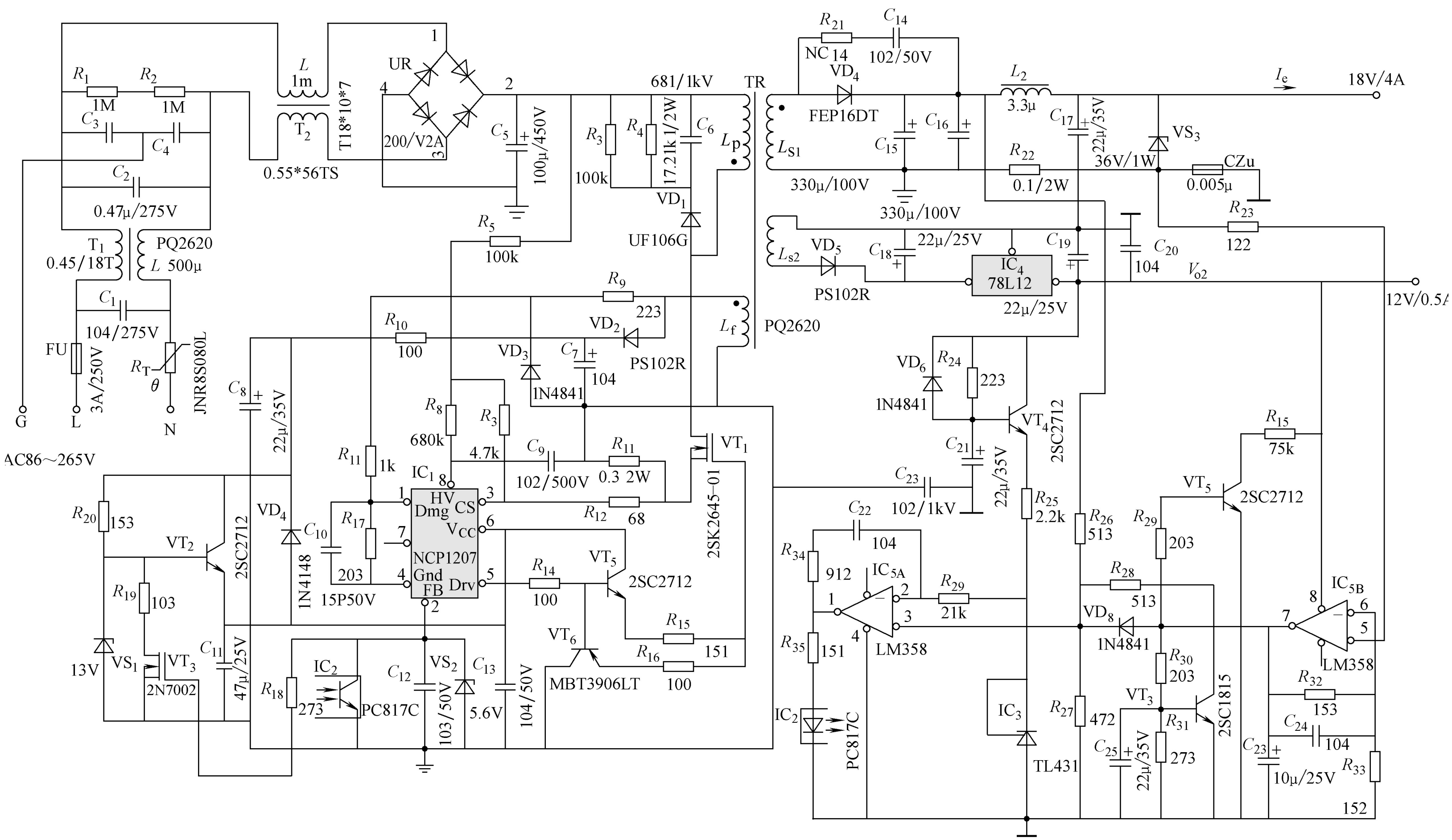


图 3-1　ZVS 软启动 NCP1207LED 驱动开关电源

IC_2 的接收晶体管的集电极电流跟随上升，电流使 R_{18}的压降上升，场效应晶体管 VT_3 导通，此时 VT_2 截止，使 IC_1 的 6 脚因电压而停止工作，起到过电流或短路故障保护作用。尽可能地减小电阻 R_{19}、R_{18}的阻值，降低电路处在保护期间的功耗。

3. 驱动电路

为了增强 VT_1 的驱动能力，电路设置了由 VT_5、VT_6 并联的“图腾柱”电路，两只晶体管的发射极分别接电阻 R_{15}、R_{16}，再连接到栅极，其作用是加速 MOSFET 的开关速度，降低由于开关管的“开”和“关”所产生的 EMI 干扰。

4. 变压器磁心去磁电路

变压器是由于交变的磁场将电能向外传递的，每次产磁和放磁的过程就是电能转换，要得到最大的转换效率，必须使变压器的剩磁得到完全地释放，要达到这一目的，变压器磁心要去磁，而去磁的要点是保证变换电路的切换点在电磁波的谷点。R_9、R_{11}、R_{17}及 C_{10}就是电磁波谷点切换电路。改变 R_9、R_{11}、R_{17}的阻值，可改变控制电磁波谷点，也是改变 1 脚的电压高低。如果 1 脚的电压值调整到合理的点上，就能保证电磁波谷点切换，使变压器磁心去磁顺利实现。另外，还可以改变旁路电容 C_{10}的容量，同样可以达到理想的目的。如果 C_{10}的容量增大，则电路充电时间加长，波谷切换延长，反之则缩短，它也是实现 ZVS 软开关的关键元件。R_3、R_4、C_4及 VD_1 是网络吸收回路。VD_3 为变压器反馈绕组的放电提供通路。

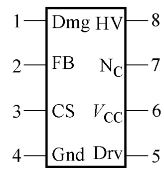


图 3-2　NCP1207 引脚排列
1—磁心复位检测和过电流保护　2—峰值电流保护　3—电流采样　4—电流检测输入端　5—驱动脉冲输出　6—IC 电源供应端　7—空脚　8—高压输入端

5. 输出整流滤波和恒功率输出电路

VD_4、VD_3、C_{15}、C_{16}、L_2和 C_{17}组成 π 型滤波电路。R_{21}、C_{14}是阻容吸收回路，降低输出电压的纹波，减少二极管在截止时间残留在 PN 结上的电子反向流入。CZU 是铁氧体磁珠，吸收开关噪声。R_{26}、R_{27}是分压取样电阻，三端稳压器输出电压 V_{o2}经 R_{26}、R_{27}分压取得采样电压 V_A，此电压加到 IC_{5A}的同相输入端 3 脚上，由 IC_3 产生的 2.5V 基准电压输入到 IC_{5A}的 2 脚，经 V_A 与 V_{REF}比较后，输出差值信号，通过 R_{35}、IC_2 的发光二极管转换为电流信号，进而控制光耦合器中的接收晶体管电流，控制占空比的变化，使输出电压 V_o 保持不变，实现恒电压功能。R_{25} 是 IC_3 的限流电阻，IC_3 的工作电流限制在 5.5mA。$R_{25}=\frac{12V}{5.5mA}=2.18k\Omega$，取 2.2kΩ。

IC_{5B}是电流控制回路的电压比较器，它的同相输入端接电流检测电阻 R_{22}，反向接到分压电阻 R_{32}、R_{33}之间，它的输出电压通过 VD_8，向 IC_{5A}的正向端输出电流信号，促使 IC_{5A}按 IC_{5B}的信号指令对 IC_2 进行控制，同样使电路处在恒流状态。另一路通过 R_{30}加到 VT_3 的基极，同样使 VT_3 导通。意味着 R_{27}、R_{28}并联，这样改变了输出反馈电阻取样，使输出电流的变化调整 IC_2 光耦合的强弱，同样使输出电流保持不变。电解电容 C_{23}、C_{25}防止 VT_3 和 IC_{5B}产生误动作，起着延时作用。电路具有双回路恒流控制，恒功率输出效果明显。

3.1.3　NCP1207 电路主要元器件参数计算

1. 整流滤波电容 C_5 的计算

（1）一次整流输入最低直流电压

$$V_{i(min)} = 85\sqrt{2}\text{V} = 120.19\text{V}$$

（2）一次整流输入最高直流电压

$$V_{i(max)} = 265\sqrt{2}\text{V} = 374.71\text{V}$$

（3）电路输出、输入功率

$$P_o = V_o I_o + V_{o1} I_{o1} = 18\text{V} \times 4\text{A} + 12\text{V} \times 0.5\text{A} = 78\text{W}$$

设 NCP1207 电源转换效率为 0.85，则

$$P_i = P_o / \eta = 78\text{W}/0.85 = 91.77\text{W}$$

$$C_5 = \frac{1.8P_o \times 10^6 \cdot \left(\frac{1}{2f} - t_c\right) \times 10^{-3}}{(V_{i(max)} - V_{i(min)})^2 / 2\pi}$$

式中，f 为电网输入交流电压频率，50Hz；$\frac{1}{2f}$是半个周期时间，10ms；t_c 为半个周期的充电时间，3ms（第 1 章已计算）。

$$C_5 = \frac{1.8 \times 78 \times 10^6 \times (10-3) \times 10^{-3}}{(374.71 - 120.19)^2 / 6.28}\mu\text{F} = 95.28\mu\text{F}, \text{取 } 100\mu\text{F}$$

（4）输入电流 $I_{pi} = P_i / V_{Bmin} = 91.77/150.24\text{A} = 0.611\text{A}$

2. 整流二极管及开关 MOS 管的计算选用

（1）峰值电流的计算 I_{PK}

根据不同的输入功率，变压器一次绕组的感应电压查表 3-1 可得 $V_{Bmin} = 150.24\text{V}$，$V_{Bmax} = 303.52\text{V}$。计算变压器匝数 $n = (V_{Bmin} - V_{Dscon}) / [(V_o + V_D)\eta] = (150.24 - 10) / [(18 + 0.4) \times 0.85] = 8.967$。

$$D_{max} = 1 \Big/ \left(\frac{V_{Bmin}}{V_o n} + 1\right) = 1 \Big/ \left(\frac{150.24}{18 \times 8.967} + 1\right) = 1/1.931 = 0.518$$

$$D_{min} = 1 \Big/ \left(\frac{V_{Bmax}}{V_o n} + 1\right) = 1 \Big/ \left(\frac{303.52}{18 \times 8.967} + 1\right) = 1/2.88 = 0.347$$

上述占空比的计算适用于正激式、反激式、半桥式、全桥式、推挽式，但不适用于单片和 DC/DC 变换电源。

$$I_{PK} = I_{pi} / D_{min} = 0.611/0.347\text{A} = 1.761\text{A}$$

（2）峰值电压（V_{DSP}）的计算

$$V_{DSP} = \sqrt{2} V_{AC(max)} \left(1 + \sqrt{\frac{I_{PK} D_{max}}{10 L_P}}\right)$$

式中，L_P 为变压器一次绕组电感，设 $L_P = 0.75\text{mH}$。

$$V_{DSP} = \sqrt{2} \times 265 \times \left(1 + \sqrt{\frac{1.761 \times 0.518}{10 \times 0.75}}\right)\text{V} = 374.71 \times (1 + 0.349)\text{V} = 505.48\text{V}$$

整流二极管所承受的工作电流为最大的峰值电流一半的 3 倍；所承受的工作电压应选为

最大峰值电压的两倍，即

$$I_D = \frac{1}{2}I_{PK} \times 3 = \frac{1}{2} \times 1.761 \times 3A = 2.642A$$

$$V_D = \frac{1}{2}V_{DSP} \times 2 = \frac{1}{2} \times 505.48 \times 2A = 505.48V$$

根据表 3-1 选用 1N5406 型整流二极管，其技术参数为最高反向工作电压 $V_{BM} = 600V$，额定整流电流 $I_D = 3A$，结果 1N5406 可满足上述整流电路要求。

表 3-1　输出功率与变压器一次感应电压的关系

输出功率/W	最低输入电压/V	最高输入电压/V
20W	$V_{Bmin} = 85 \times 1 \times \sqrt{2} = 120.19$	$V_{Bmax} = 265 \times 0.65 \times \sqrt{2} = 243.56$
35W	$V_{Bmin} = 85 \times 1.1 \times \sqrt{2} = 132.21$	$V_{Bmax} = 265 \times 0.7 \times \sqrt{2} = 262.39$
50W	$V_{Bmin} = 85 \times 1.15 \times \sqrt{2} = 138.22$	$V_{Bmax} = 265 \times 0.74 \times \sqrt{2} = 281.03$
100W	$V_{Bmin} = 85 \times 1.25 \times \sqrt{2} = 150.24$	$V_{Bmax} = 265 \times 0.81 \times \sqrt{2} = 303.52$
150W	$V_{Bmin} = 85 \times 1.35 \times \sqrt{2} = 162.26$	$V_{Bmax} = 265 \times 0.86 \times \sqrt{2} = 322.25$
200W	$V_{Bmin} = 85 \times 1.45 \times \sqrt{2} = 174.28$	$V_{Bmax} = 265 \times 0.92 \times \sqrt{2} = 340.99$
250W	$V_{Bmin} = 85 \times 1.52 \times \sqrt{2} = 182.69$	$V_{Bmax} = 265 \times 0.94 \times \sqrt{2} = 352.23$

3. 吸收回路的计算

吸收回路由图 3-1 所示的 R_3、R_4、C_6、VD_1 组成。设吸收回路的工作周期 $T = 10\mu s$，一次绕组电感 $L_P = 0.85mH$，则吸收回路电阻 $R_P = R_3 /\!/ R_4$ 为

$$R_P = R_3 /\!/ R_4 = 2\left(\frac{V_{DSP}}{V_{Bmin}D_{min}} - 1\right)^2 \frac{L_P T}{(I_{dc} \times 10^{-3})^2}$$

式中，I_{dc}为输入平均电流，$I_{dc} = (P_i/V_{i(min)})D_{min} = (91.77/120.19) \times 0.347A = 0.271A$

$$R_P = 2\left(\frac{505.48}{150.24 \times 0.347} - 1\right)^2 \left(\frac{0.75 \times 10 \times 10^{-6}}{(0.271 \times 10^{-3})^2}\right)\Omega = 151.24 \times 102.12\Omega = 15.4k\Omega$$

时间常数 $R_P \cdot C_6 = T$，$C_6 = \frac{T}{R_P} = \frac{10 \times 10^{-6}}{15.40 \times 10^3} = 0.649 \times 10^{-9}F = 650pF$，取650pF

开关管 VT_1 上的峰值电压（V_{DSP}）减去 R_P 的端电压 V_{RP}，就是阻塞二极管 VD_1 所承受的正向电压。

计算高频变压器的二次电压 V_{S1}。

第 1 章已讨论，半波整流输出电压 $V_o = 0.45V_s$，电解电容滤波后 $V_o = (V_S - V_D) \times 0.707$，所以 $V_S = V_o/0.707 + V_D$。

$$V_{S1} = V_o/0.707 + V_D + V_L = (18/0.707 + 0.4 + 0.3)V = 26.16V$$

现设变压器的电压比 $n = V_{S1}/V_{Bmax} = 26.16/303.52 = 0.086$，$V_{RP} = V_{S1}/n = 26.16/0.086 = 304.19$，所以 VD_1 所承受的电压为 $V_{DSP} - V_{RP} = 505.48V - 304.19V = 201.29V$，选用耐压值 300V、电流 1A 以上的超高快速恢复二极管 AV106。

又根据峰值电压 498V，选用反向击穿电压 $V_{(BR)DS}$为 800V、最大漏电流 I_{Dmax}为 3.5A 的 ZSK2645-01 型 N 沟道 MOSFET。

4. 图腾柱快速开关电路的计算

MOSFET 的导通电压一般为 10V，电压越高，导通的速度越快，导通电阻越小。开关

MOS 管是用电压驱动的，几乎与输出电流大小无关。“图腾柱”驱动电路的输出电流大小是驱动 MOSFET 快速开关的重要参量。它的开启阈值为 4 ~ 5V，关断电压为 -4 ~ -8V。NCP1207 输出驱动电流为 7mA。VT_5 是属于 NPN 型快速开关断晶体管，它的导通电压为 0.7V，锗管是 0.3V。所以 $R_{14} = U_{be7}/I_{drv} = 0.7/(7\times10^{-3})\Omega = 100\Omega$。NCP1207 的供电电压为 12V 和 10V，低于 5.3V 将启动关断锁定保护，R_{15}是 VT_1 栅极驱动电阻。

计算 VT_5 的集电极电流。VT_5、VT_6 在电路中起开关作用，它的放大性能很小，设 VT_5 的放大倍数$\beta=5$，则 $I_c \approx I_e = \beta I_b = 7\times5\text{mA} = 35\text{mA}$。这时 $R_{15} = V_{g1}/I_{e5} = 5/(35\times10^{-3})\Omega = 143\Omega$，取 150Ω。

3.1.4 高频变压器的设计计算

高频变压器的设计是开关电源设计中的重点，也是开关电源设计中的难点。一般高频变压器的工作频率为 50 ~ 500kHz，有的甚至高达 1000kHz；要求变压器具有高功率密度，高传递效率，低损耗，小体积；对设计要有一定的铁损铜损比例，有一定的漏磁励磁比例，还要求有一定的一次侧和二次侧功率损耗比例。本书以不同的计算方法对变压器的设计进行跟踪式追述演算，以谋求技术数据的准确可信，当然由于使用材料、绕制工艺、PCB 的绘制等存在差异，制作出的产品与实际可能还会存在差距。

1. 方法一：输入功率法

高频变压器的设计计算是整个开关电源的设计核心，也是一项繁琐而又复杂的工程。变压器的设计方法有多种，哪一种方法准确呢？很难说清楚，因为影响参数太多，原材料的差异太大。所谓输入功率法，是根据输入功率查找变压器感应电压，又根据输入功率和工作频率查找高频变压器磁心。本书对高频变压器计算采用多个公式、多种方式进行计算。

NCP1207 属于零电压开关电源，其效率高、损耗小，但考虑到元器件的分散性和生产工艺的复杂性，所以电源的效率采用 $\eta = 0.85$。

（1）计算开关功率管 VT_1 的导通时间 t_{on}

导通时间的长短取决于输出电压和一次绕组电感。

$$t_{on(max)} = D_{max}T = 0.518\times\frac{1}{100\times10^3}\text{s} = 5.18\mu\text{s}$$

$$t_{on(min)} = D_{min}T = 0.347\times\frac{1}{100\times10^3}\text{s} = 3.47\mu\text{s}$$

（2）计算高频变压器一次电感

$$L_P = V_{Bmax}t_{on(min)}/I_{PK} = 303.52\times3.47/1.761\mu\text{H} = 598\mu\text{H}$$

选用磁心有两种方法：一是根据工作频率和输入功率采用 PQ26/20，$A_e = 113\text{mm}^2$，窗口有效使用系数 $K_o = 0.36$，窗口面积 $A_w = 60.4\text{mm}^2$，磁心的磁感应强度在温度 100℃时为 360mT，磁通变化范围为 60%，$\Delta B = 360\text{mT}\times60\% = 216\text{mT}$。另一种方法用经验公式 $A_e = 10.5\sqrt{P_i}$，$P_i = (V_{o1}I_{o1} + V_{o2}I_{o2})/\eta = (18\times4 + 12\times0.5)\text{W}/0.85 = 91.77\text{W}$，则 $A_e = 10.5\sqrt{91.77}\text{mm}^2 = 100.59\text{mm}^2$。

（3）计算高频变压器一次匝数

$N_P = V_{Bmax} t_{on(min)} / (\Delta B A_e) = 303.52 \times 3.47 / (0.216 \times 113) = 43.15 \approx 43$

（4）计算变压器的二次电压和二次匝数

$V_{s1} = (V_{o1} + V_D + V_L)/K = (18 + 0.4 + 0.3)/0.707\text{V} = 26.45\text{V}$

$N_{s1} = V_{s1} \cdot N_P / V_{D(max)} = 26.45 \times 43/303.52 = 3.75 \approx 4$

$V_F = (V_{F1} + V_{D2} + V_{R10} + V_{T2})/K$

设 IC_1 的工作电流为12mA，VT_2 的c-e极压降为0.6V，VD_2 压降为0.6V，则反馈绕组电压

$V_F = (12 + 0.6 + 12 \times 10^{-3} \times 100 + 0.6)/0.707\text{V} = 20.37\text{V}$

$$N_F = V_F N_P / V_{Bmax} = 20.37 \times 43/303.52 = 2.89 \approx 3$$

二次绕组电压：

$$V_{s2} = (V_{o2} + V_{D5} + V_{C4})/K = (12 + 0.6 + 2)/0.707\text{V} = 20.65\text{V}$$

$$N_{s2} = V_{s2} N_P / V_{Bmax} = 20.65 \times 43/303.52 = 2.93 \approx 3$$

（5）计算变压器磁心气隙

$$\delta = 4\pi \times 10^{-7} N_P{}^2 A_e / L_P = 12.56 \times 10^{-7} \times 43^2 \times 113/0.598\text{mm} = 0.44\text{mm}$$

（6）计算变压器一次导线截面积

$$S_j = K_{Aw} I_{PK} / N_P$$

式中，K 为变压器导线绕制系数，取 $K = 0.12$；A_w 为磁心窗口面积，$A_w = 60.4\text{mm}^2$；I_{PK} 为一次绕组峰值电流，则有 $S_j = 0.12 \times 60.4 \times 1.761/43 = 0.297\text{mm}^2$，根据表3-2选用AWG34漆包线，其线径 $S_j = 0.2863\text{mm}^2$，为一次绕组用线。

2. 方法二：输出功率法

（1）计算变压器一次峰值电流

按输出功率与变压器一次绕组输入电压的关系：

$I_{PK} = 2P_o / (V_{Bmax} D_{min} \eta) = 2 \times 78/(303.52 \times 0.347 \times 0.85)\text{A} = 156/89.523\text{A} = 1.743\text{A}$

（2）计算高频变压器一次绕组电感

$L_P = V_{Bmin}^2 t_{on(max)} D_{min} / (P_o \eta) = 150.24^2 \times 5.18 \times 0.347/(78 \times 0.85)\mu\text{H} = 612\mu\text{H}$

（3）计算一次匝数：磁心的选用与方法一相同

$N_P = L_P I_{PK} / (\Delta B A_e \times 10^{-3}) = 0.612 \times 1.743/(0.216 \times 113 \times 10^{-3}) = 43.7 \approx 44$

（4）计算变压器二次匝数及反馈绕组匝数

$N_{S1} = (V_{o1} + V_D)(1 - D_{min}) N_P / (V_{Bmin} D_{min}) = (18 + 0.7) \times (1 - 0.347) \times 44/(303.52 \times 0.347)$
$= 5.1 \approx 5$

$N_{S2} = (V_{o2} + V_D)(1 - D_{min}) N_P / (V_{Bmax} D_{min}) = (12 + 0.6) \times (1 - 0.347) \times 44/(303.52 \times 0.347)$
$= 3.44 \approx 3$

$N_F = (V_F + V_D + V_{R10})(1 - D_{min}) N_P / (V_{Bmax} D_{min})$
$= (15 + 0.6 + 1.2) \times (1 - 0.347) \times 44/(303.52 \times 0.347) = 4.6 \approx 5$

（5）计算变压器磁心气隙

$$\delta = 0.4\pi L_P I_{PK}{}^2 / (A_e \Delta B^2) = 1.256 \times 0.612 \times 1.743^2/(113 \times 0.216^2)$$
$$= 0.443\text{mm} \approx 0.44\text{mm}$$

3. 方法三：感应电流法

（1）计算变压器一次绕组峰值电流 I_{PK}

$$I_{PK}=P_o/(V_{Bmin}D_{min}\eta)=78/(150.24\times0.347\times0.85)\text{A}=1.760\text{A}$$

（2）计算变压器一次绕组电感 L_P

$$L_P=V_{Bmin}t_{on(max)}\times10^2/(2P_o\eta)=150.24\times5.18\times10^2/(2\times78\times0.85)\mu\text{H}=587\mu\text{H}$$

（3）计算变压器一、二次绕组及反馈绕组匝数

$$N_P=L_Pt_{on(min)}\Delta B\times10^2/(0.4\pi\sqrt{I_o})=0.587\times3.47\times0.216\times10^2/(1.256\sqrt{0.611})=44.8\approx45$$

（4）计算变压器磁心气隙

$$\delta=4\pi\times10^{-4}I_{PK}N_P/\Delta B=12.56\times10^{-4}\times1.76\times45/0.216\text{mm}=0.46\text{mm}$$

3.2 电流控制模式准谐振的 NCP1337 脉宽调制电源

开关电源是进行交流/直流（AC/DC）、直流/直流（DC/DC）、直流/交流（DC/AC）功率变换的装置。这些变换由主电路和控制电路两大部分完成。主电路将输入的交流电传递给负载，它决定开关电路的结构形式、变换要求、功率大小、负载能力等；控制电路按输入、输出的条件来检测、控制主电路的工作状况。如果将控制电路集成化，就称之为开关电源集成控制器；如果将主电路和控制电路集成在一起，就称之为开关电源模块。

开关电源集成控制器中一般包含有振荡器、误差放大器、PWM 触发器、状态控制器，高品质的还有高压功率开关管、电流比较器以及各种功能保护电路等。本章一方面介绍开关电源电路中常用的集成控制器，另一方面根据开关电源的结构形式对各种控制环节的特点、原理进行分析，介绍在应用中经常遇到的故障形式及解决方法，重点对高频变压器的设计方法及步骤进行讲解。

3.2.1 NCP1337 电路特点

NCP1337 是美国安森普公司近期推出的脉宽调制、电流控制模式新产品，以 NCP1337 组成的电源转换控制电路（见图 3-3）具有以下特点：

1）电流模式控制和去磁检测器应用在电源转换控制电路里得到实践。它确保电路在任何负载下，电源电路均得到较宽的边界线/临界导电模式。这时的电路变压器磁心去磁检测自动完成，无须外部增加检测电路，为了得到准谐振工作模式，最佳点应对应于漏极电压的“谷点”同时对应于漏极电容最低能量存储点，比较器可检测电流。

2）监控反馈，只需要功率低于设计界限，即进入电流控制模式，这种模式控制的特点是：电路控制行使保护功能下，重启内部的软件，若发生过电流，电路关闭输出脉冲，一旦故障消失，软启动工作和器件自动恢复，电路重新开始工作。软启动频率不低于 25kHz，所以没有噪声。变压器去磁检测的频率限制在 130kHz 以下，最高限制在 150kHz，不会产生辐射干扰。

3）电路具有欠电压保护、V_{CC} 过电压保护、电压检测，并实施可调的过载补偿，用来处理输入电压在准谐振状态下提供不变的功率输出，这时的电路损耗仍然最低，转换效率最高。

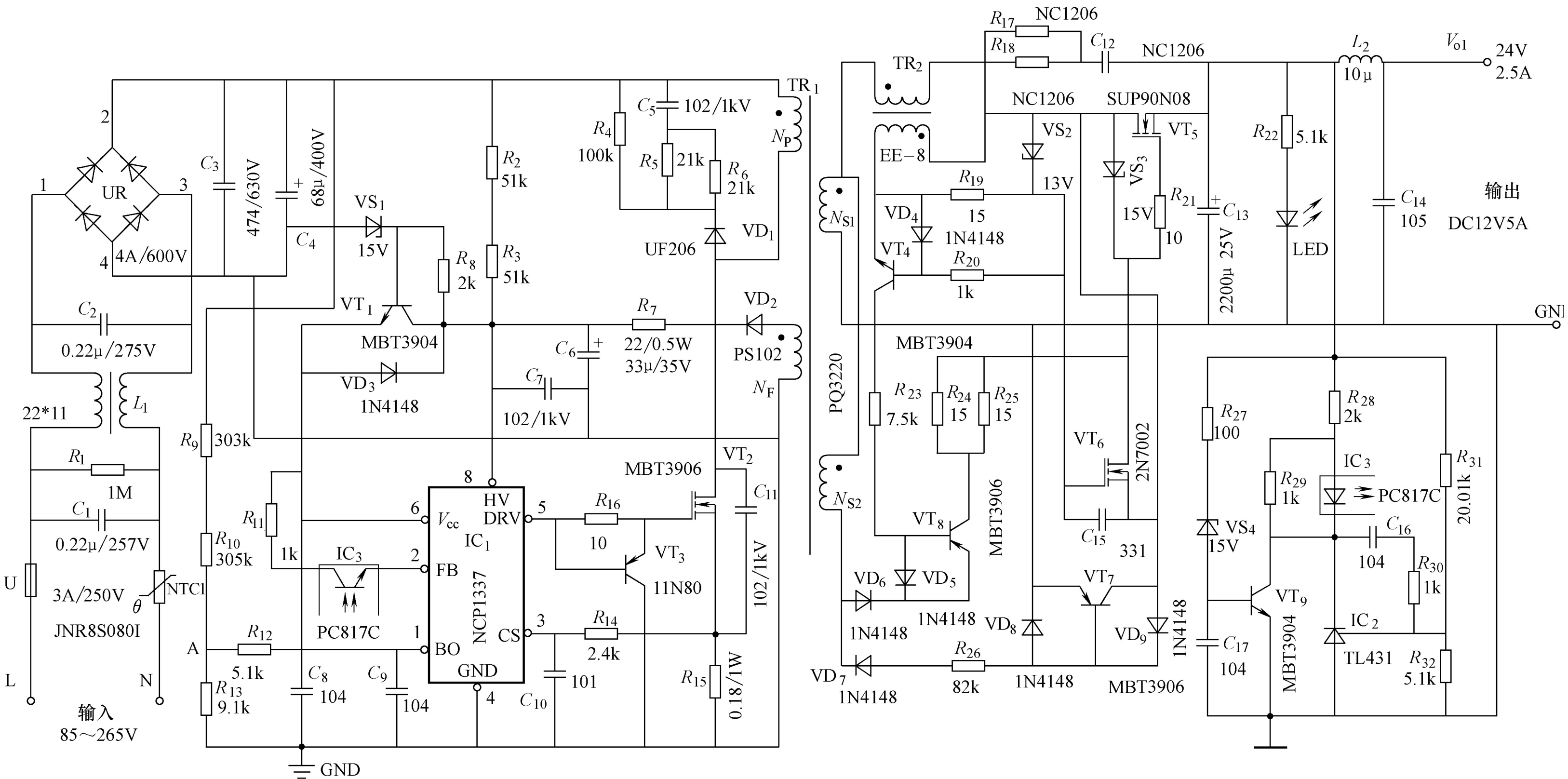


图 3-3　正激式 NCP1337 脉宽调制原理图

4）图3-4所示是NCP1337的引脚排列。为保证控制器的安全工作，在AC86～265V输入电压带宽上，IC_1的1脚固定在3.0V电压上，如果1脚电压低于2.6V，则控制器功能消失，如果1脚电压大于3.3V，则控制器启动锁定功能，关闭输出。

5）为满足功率输出，2脚的峰值电流设置是可调的，反馈控制电压由光耦合器和变压器反馈绕组N_F连接到2脚，由2脚控制输出功率，并具有电压、电流保护。它可使用于适配器、监视器、LED驱动的液晶电视机、移动DVD和笔记本电脑等。

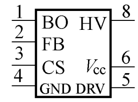


图3-4 NCP1337引脚排列
1—Brown输出控制
2—峰值电流设定
3—电流检测输入和功率补偿调整
4—IC地 5—驱动器输出
6—IC供电
8—高压端

3.2.2 NCP1337电路工作原理与应用

由图3-3，电路由输入低通滤波电路，谐振式AC/DC转换电路、输出同步整流电路、电压反馈检测控制电路和过电压与过电流保护电路等组成。NCP1337集成了启动调节、欠电压锁定、故障检测、热保护、中心控制以及功率驱动等控制电路，特别是集成了精确的电流模式调节器和去磁检测边界、临界功能，使电源性能得到极大的提高，在输入电压为AC235V、输出功率60W时，电源的工作效率达92%。高效率的原因还有开关功率管工作在准谐振零电压开关和输出电路采用同步整流的结果。IC_1的8脚接入由R_2、R_3高压降压输入电路，为V_{CC}提供恒流电流，使电路在启动时无功耗提供了条件。当V_{CC}供电电压升到18.6V时，片内的过电压保护（OVP）启动，停止脉冲输出。

低的电磁干扰，高的工作效率和全参量的保护以及宽带电压输入，完全满足笔记本电脑和液晶电视机在全球范围内各国的需求。

NCP1337所组成的开关电源的保护电路与其他保护电路不同的是：当电路输出出现过电流或短路时，控制输出脉冲变小，失去触发功能，这时的“小脉冲”安全转入突冲模式，所谓突冲模式是小脉冲与IC片内的振荡原生脉冲对撞，使输出脉冲“降幅”。一旦故障排除，恢复原形，重新启动。NCP1337完全适用于LED驱动液晶电视机的要求，只是驱动方式要提供多个恒流源，每个恒流源单独给LED供电。可采用直接恒流供电，LED串联或并联运行。

3.2.3 正激式高频变压器设计

正激式变换电路与反激式变换电路的变压器设计思想非常相近，不同的是正激式一次绕组匝数比反激式的多，正激式的占空比一般不得大于0.5，工作频率低于100kHz，这对高频变压器和功率开关管的工作来说有利。白光LED驱动设计，必须了解LED的电气特性，保证每颗LED调光电流的稳定平衡。

NCP1337正激式高频变压器的设计。

输入：AC，85～265V，50Hz。

输出：DC，24V/2.5A。

（1）工作频率的确定

工作频率高，输出电压高，响应速度快，调整范围大，但是场效应晶体管、整流二极管以及变压器等发热高，损耗大，噪声大。现选用100kHz，电源效率取85%。

工作周期为 $T=\frac{1}{f_o}=\frac{1}{100\times10^3}\text{s}=10^{-5}\text{s}=10\mu\text{s}$。

（2）最大、最小占空比的计算

正激式、反激式等变换电源的最大、最小占空比与电源输入功率、变压器的匝比、电源效率及输入电压范围有关系，其计算公式上节已介绍。输出功率与变压器一次感应电压关系查表 3-1。

计算变压器匝比 $n=\frac{N_P}{N_S}=\frac{V_{Bmin}-V_{DS}}{V_o\eta}=\frac{138.22-10}{24\times0.85}=6.29$

$$D_{max}=1/\left(\frac{V_{Bmin}}{V_o n}+1\right)=1/\left(\frac{138.22}{24\times6.29}+1\right)=0.522$$

$$D_{min}=1/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_o n}+1\right)=1/\left(\frac{281.03}{24\times6.29}+1\right)=0.349$$

（3）计算最大导通时间 $t_{on(max)}$

$$t_{on(max)}=D_{max}T=0.522\times10\times10^{-6}\text{s}=5.22\mu\text{s}$$

（4）选择磁心的工作区间磁感应强度 ΔB_{ac}

正激式高频变压器的磁感应强度在 100℃时为 350mT，当工作频率为 100kHz，其磁感应强度只能取 60% 的变化区间，这时的磁心磁感应强度 $\Delta B_{ac}=350\text{mT}\times0.6=210\text{mT}$，实践证明这是一个稳定的工作区。

（5）输出输入功率的计算及磁心型号的选定

$$P_o=V_{o1}I_{o1}=24\times2.5\text{W}=60\text{W}\quad P_i=P_o/\eta=60\text{W}/0.85=70.59\text{W}$$

根据工作频率和输入功率由表 2-3 选用 EE28，这时 $A_e=78\text{mm}^2$。

（6）计算变压器一次绕组匝数 N_P

磁心在居里温度下的磁感应强度的损耗包括磁滞损耗、涡流损耗和残留损耗三种。磁滞损耗是磁铁每次磁化所消耗的能量；涡流损耗是交变磁场在磁心所产生的环流引起的欧姆损耗，它与材料体积有关系；残留损耗是由磁化延迟及磁矩共振所引起的损耗，它的损耗是次要的。在三种作用下磁心的磁感应强度 ΔB_{ac}的计算方法为

$$\Delta B_{ac}=\frac{0.225V_P\times10^6}{fN_PA_e}$$

式中，ΔB_{ac}为工作在交流状态下的磁感应强度（mT）；V_P 为一次电路的直流脉冲电压（V），查表3-1，根据输出功率，$V_P=V_{Bmax}=281.03\text{V}$；$D$ 为开关管的占空比，传递电能及所引起的磁化损耗，当 $D=0.349$ 时，$t_{on(min)}=\tau D=10\times10^{-6}\times0.349\text{s}=3.49\mu\text{s}$；$N_P$ 为一次绕组匝数；磁感应强度 $\Delta B_{ac}=0.21\text{T}$；$A_e$ 是磁心有效截面积，查表 2-3，$A_e=78\text{mm}^2$。

由上式推导出：
$$N_P=\frac{V_Pt_{on(min)}\times10^6}{\Delta B_{ac}A_e}$$

$$N_P=\frac{10^6\times281.03\times3.49\times10^{-6}}{0.21\times78}=59.88\approx60$$

（7）计算变压器二次绕组匝数 N_S 及反馈绕组匝数 N_F

二次绕组电压 V_S 及反馈线电压 V_F 的计算

$$V_S=(V_{o1}+V_L+V_{DS}+V_{TR2})/(\sqrt{2}/2)$$

式中，V_{o1}为输出电压，$V_{o1}=24V$；V_L 为滤波电感 L_2 的压降，$V_L=0.4V$；V_{DS}是 MOS 管的源-漏极电压降，$V_{DS}=4V$；V_{TR2}是检测变压器 TR_2 一次绕组压降，$V_{TR2}=0.6V$。

上式为半波整流 $V_o=0.45V_S$，全波整流 $V_o=0.9V_S$，电解电容滤波后，$V_o=1.4V_S$，半波整流 $V_o=0.7V_S$，所以 $V_S=V_o/0.707$，整流滤波 $V_S=V_o/1.41$。

$$V_S=(24+0.4+4+0.6)V/0.71=40.85V$$

$$V_F=(V_{Fo}+V_{D2}+V_{R7}+V_{T1})/0.71=(12+0.6+0.22+0.4)V/0.71=18.62V$$

式中，V_{D2}为整流二极管压降，取 0.6V；V_{R7}为限流平波电阻，$V_{R7}=22\times10\times10^{-3}V=0.22V$；$V_{T1}$是硅管 c-e 压降，$V_{T1}=0.4V$。

求各绕组匝数 N_S，N_F

$$N_S=\frac{V_S t_{on(max)}}{\Delta B_{ac}A_e}=\frac{40.85\times5.22}{0.21\times78}=13.02\approx13$$

$$N_F=\frac{V_F t_{on(max)}}{\Delta B_{ac}A_e}=\frac{18.62\times5.22}{0.21\times78}=5.93\approx6$$

（8）计算变压器一次电感量 L_P

变压器一次绕组电流 $I_P=P_i/V_{Bmin}=70.59/138.2A=0.511A$

变压器一次绕组最大电流 $I_{PM}=I_P/D_{min}=0.511/0.349A=1.46A$

$$L_P=V_{Bmax}t_{on(min)}/I_{PM}=281.03\times3.49/1.46\mu H=672\mu H$$

（9）计算变压器磁心气隙 δ

$$\delta=4\pi\times10^{-7}\times N_P^2A_e/L_P=4\times3.14\times10^{-7}\times60^2\times78/0.672mm$$

$$=0.525mm$$

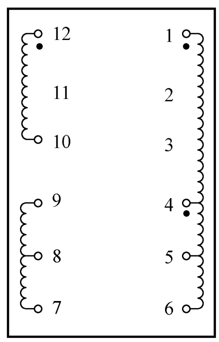


图 3-5 变压器的绕制方法

铁氧体磁心的导磁性是随着气隙的大小而变化的，有气隙时，磁场强度（H）明显增加，而剩余磁场强度 H_r 则明显减少，变压器工作在高频大电流环境下，剩磁的减少与防止出现磁饱和是有关的，为提高电源的稳定性起到很大作用。

变压器的绕制方法如图 3-5 所示，有关导线的规格见表 3-2。

表 3-2 AWG（美国线规）导线规格表

AWG编号	裸线 A_{xp}		电阻	有关数据								
				截面积		直径		每匝		每匝		重量
	$10^{-3}cm^2$	cir-mil（圆密耳）	$\frac{\mu\Omega}{cm}$ 20℃	$10^{-3}cm^2$	cir-mil	cm	in	cm	in	cm^2	in^2	g/cm
10	52.61	10384	32.70	55.9	11046	0.267	0.1051	3.87	9.5	10.73	69.20	0.468
11	41.68	8226	41.37	44.5	8798	0.238	0.0938	4.36	10.7	13.48	89.95	0.3750
12	33.08	6529	52.09	35.64	7022	0.213	0.0838	4.85	11.9	16.81	108.4	0.2977

（续）

AWG 编号	裸线 A_{xp}		电阻	有关数据								
				截面积		直径		每匝		每匝		重量
	$10^{-3}cm^2$	cir-mil（圆密耳）	$\frac{\mu\Omega}{cm}\Big\vert_{20℃}$	$10^{-3}cm^2$	cir-mil	cm	in	cm	in	cm^2	in^2	g/cm
13	26.26	5184	65.64	28.36	5610	0.190	0.0749	5.47	13.4	21.15	136.4	0.2367
14	20.82	4109	82.80	22.95	4556	0.171	0.0675	6.04	14.8	26.14	168.6	0.1879
15	16.51	3260	104.3	18.37	3624	0.153	0.0602	6.77	16.6	32.66	210.6	0.1492
16	13.07	2581	131.8	14.73	2905	0.137	0.0539	7.32	18.6	40.73	262.7	0.1184
17	10.39	2052	165.8	11.68	2323	0.122	0.0482	8.18	20.8	51.36	331.2	0.0943
18	8.228	1624	209.5	9.326	1857	0.109	0.0431	9.13	23.2	64.33	414.9	0.07472
19	6.531	1289	263.9	7.539	1490	0.0980	0.0386	10.19	25.9	79.85	515.0	0.05940
20	5.188	1024	332.3	6.065	1197	0.0879	0.0346	11.37	28.9	98.93	638.1	0.04726
21	4.116	812.3	418.9	4.837	954.8	0.0785	0.0309	12.75	32.4	124.0	799.8	0.03757
22	3.243	640.1	531.4	3.857	761.7	0.0701	0.0276	14.25	36.2	155.5	1003	0.02965
23	2.588	510.8	666.0	3.135	620.0	0.0632	0.0249	15.82	40.2	191.3	1234	0.02372
24	2.047	404.0	842.1	2.514	497.3	0.0566	0.0223	17.63	44.8	238.6	1539	0.01884
25	1.623	320.4	1062.0	2.002	396.0	0.0505	0.0199	19.80	50.3	299.7	1933	0.01498
26	1.280	252.8	1345.0	1.603	316.8	0.0452	0.0178	22.12	56.2	374.2	2414	0.01185
27	1.021	201.6	1687.6	1.313	259.2	0.0409	0.0161	24.44	62.1	456.9	2947	0.00945
28	0.8046	158.8	2142.7	1.0515	207.3	0.0366	0.0144	27.32	69.4	570.6	3680	0.00747
29	0.6470	127.7	2664.3	0.8548	169.0	0.0330	0.0130	30.27	76.9	701.9	4527	0.00602
30	0.5067	100.0	3402.2	0.6785	134.5	0.0294	0.0116	33.93	86.2	884.3	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.6	0.5596	110.2	0.0267	0.0105	37.48	95.2	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5314.9	0.4559	90.25	0.0241	0.0095	41.45	105.3	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.6	0.3662	72.25	0.0216	0.0085	46.33	117.7	1638	10565	0.00241
34	0.2011	39.69	8572.8	0.2863	56.25	0.0191	0.0075	52.48	133.3	2095	13512	0.00189
35	0.1589	31.36	10849	0.2268	44.89	0.0170	0.0067	58.77	149.3	2645	17060	0.00150
36	0.1266	25.00	13608	0.1813	36.00	0.0152	0.0060	65.62	166.7	3309	21343	0.00119
37	0.1026	20.25	16801	0.1538	30.25	0.0140	0.0055	71.57	181.8	3901	25161	0.000977
38	0.08107	16.00	21266	0.1207	24.01	0.0124	0.0049	80.35	204.1	4971	32062	0.000773
39	0.06207	12.25	27775	0.0932	18.49	0.0109	0.0043	91.57	232.6	6437	41518	0.000593
40	0.04869	9.61	35400	0.0723	14.44	0.0096	0.0038	103.6	263.2	8298	53522	0.000464
41	0.03972	7.84	43405	0.0584	11.56	0.00863	0.0034	115.7	294.1	10273	66260	0.000379
42	0.03166	6.25	54429	0.04558	9.00	0.00762	0.0030	131.2	333.3	13163	84901	0.000299
43	0.02452	4.84	70308	0.03683	7.29	0.00685	0.0027	145.8	370.4	16291	105076	0.000233
44	0.0202	4.00	85072	0.03165	6.25	0.00635	0.0025	157.4	400.0	18957	122272	0.000195

注：圆密耳是面积单位，即直径为1mil（$1mil = 0.001in = 25.4 \times 10^{-6}m$）的金属丝的截面积。

3.2.4 NCP1337 电路主要元器件参数计算

1. 输入桥式整流滤波电路计算

交流电网输入电压经过桥式整流称为一次整流，把输入的交流电压经双向整流后变为100Hz的交流，再经电容滤波后，成为脉动的谐波交流电流，这种脉动直流电虽然可用，但意义不很大，必须经过调制可控的电能，才是真正的可用电源。这种电源直流平稳、谐波含量较低。

（1）输出整流滤波电压计算

桥式整流每次导通2只二极管：

$$V_{DH}=(V_{AC}-2V_D)\sqrt{2}$$

式中，V_{AC}为交流输入电压，取平均值220V；V_D为整流二极管正向管压降，硅管0.7V。

$$V_{DH}=(220-2\times0.7)\sqrt{2}\text{V}=309.1\text{V}$$

（2）输出峰值电压的计算

输出峰值电压是输入交流电压最大值的$\sqrt{3}$倍，即

$$V_{PDK}=V_{AC(max)}\sqrt{3}=265\sqrt{3}\text{V}=459\text{V}$$

（3）输入峰值电流的计算

输入峰值电流是输入功率和最低输入直流电压相除的$\sqrt{3}$倍。需要注意的是，整流输入的峰值电压和峰值电流与高频变压器的一次绕组的峰值电压和峰值电流的作用意义是不一样的。

$$I_{PDK}=\sqrt{3}P_i/V_{Bmin}=\sqrt{3}\times70.59/138.22\text{A}=0.885\text{A}$$

根据整流元器件选用原则：桥式整流二极管所承受的反向电压是峰值电压一半的2倍，所承受的反向电流是峰值电流一半的3倍，因此有：

$$V_D=\frac{1}{2}V_{PDK}\times2=\frac{1}{2}\times459\times2\text{V}=459\text{V}$$

$$I_D=\frac{1}{2}I_{PDK}\times3=\frac{1}{2}\times0.885\times3\text{A}=1.33\text{A}$$

根据计算出的电流、电压查表2-5采用1N5396，它的反向工作电压$V_{RM}=500\text{V}$，额定整流电流$I_F=1.5\text{A}$。

2. 整流滤波电容 C_4 的计算

整流滤波电容的计算是比较复杂的过程，它所考虑的因素较多，主要因素有电源的输出功率、交流整流角频率、交流向电容的充放电时间、交流输入电压宽度。其公式为

$$C_4=\frac{1.8\times10^6\cdot P_o\cdot2\pi\left(\frac{1}{2f}-t_c\right)\times10^{-3}}{[V_{i(max)}-V_{i(min)}]^2}$$

式中，$\frac{1}{2f}$为桥式整流后半个周期时间，$1/(2\times50)$ s $=10$ms；t_c为交流电向电容充电时间，$t_c=3$ms，在第1章已叙述；$\frac{1}{2t}-t_c$就是放电时间；$V_{i(max)}-V_{i(min)}$为输入电压宽度。

$C_4=\frac{1.8\times10^6\times60\times2\times3.14\times(10-3)\times10^{-3}}{(374.71-120.19)^2}=\frac{4747.68\times10^3}{64775.34}\mu\text{F}=73.29\mu\text{F}$，选用

68μF/450V 铝电解电容

3. 电源启动电阻 R_2、R_3 的计算

NCP1337 具有软启动、过电压保护功能，外部故障信号超过 3V 时，即禁止控制器输出；若超过 5V 时，则使控制器锁死。1 脚的供电流为 50μA，芯片动态供电高压启动，12V 开机，10V 关断，启动电流为 1.2mA，反馈回路供电电流为 25～30mA。最低交流启动电压为 85V，所以

$$R_2 + R_3 = \sqrt{2}V_{i(min)}/I_{start} = \sqrt{2}\times 85/(1.2\times 10^{-3})\Omega = 100.2k\Omega$$

4. 过电压保护电阻 R_9、R_{10} 的计算

从 NCP1337 的内部资料得知，1 脚的输入电压超过 3V 时禁止控制器输出，实施过电压保护，所以 R_9、R_{10} 的降压电阻 A 点电压应为

$$V_A = V_{BO} + I_{pro}R_{12} = 3V + 500\times 10^{-6}\times 5.1\times 10^3 V = 5.55V$$

$$V_{i(max)}\cdot\sqrt{2}\cdot R_{13}/(R_9 + R_{10} + R_{13}) = V_A$$

$$265\sqrt{2}V\times 9.1k\Omega/(R_9 + R_{10} + 9.1k\Omega) = 5.55V$$

$$374.71\times 9.1k\Omega/5.55 - 9.1k\Omega = R_9 + R_{10}\text{，则 } R_9 + R_{10} = 605.29k\Omega$$

最后分配：$R_9 = 300.3k\Omega$，$R_{10} = 305k\Omega$。

5. 限流电阻 R_7 的计算

设反馈绕组的电压为 25V，则有

$$V_F = (V_{CC} + V_{T1ce} + V_{R7} + V_{o2})/0.707 = (16V + 0.5V + V_{R7} + 0.6V)/0.707 = 25V$$

式中，V_{CC}是 IC_1 的工作电压，取 16V，当超过 16.8V 时，片内过电压保护启动；V_{T1ce}是 VT_1 在导通时的 c-e 极间压降，取 0.5V；V_{D2}为整流二极管的正向压降，取 0.8V。

又设 IC_1 的工作电流为 27mA。

$$(17.1V + R_7 I_{CC})/0.707 = 25V$$

$$R_7 = (25\times 0.707 - 17.1)/(27\times 10^{-3})\Omega = 21.3\Omega\text{，取}22\Omega$$

3.3　具有安全可靠多路输出的 UC3852 脉宽调制电源

3.3.1　UC3852 电路特点

正激式单晶体管变换电路是用一只 MOSFET 承担输入整流电路的变换，因此，对开关管的耐压性能、存储时间要求较高，否则管子容易发热或击穿。将两只单管串联起来当一个管子用，可解决因高压反向击穿而使开关管损坏的问题。图 3-6 是 UC3852 正激式双晶体管变换电路原理图，它的特点是：

1）输入电压范围宽，为交流 85～265V（50Hz/60Hz）。这种电源适合全球各个国家使用，所以市场供应面非常宽阔。

2）可靠性高，稳定性好。每一种电器，电源是质量要求的核心，只有可靠，电器的寿命才会延长，才会受到广大用户的青睐。

3）具有 +5V 过电流、过电压保护和 +12V 过电流、过电压保护功能，使用安全。

4）结构合理，布局严谨。该电路从表面上看好像元器件较多、结构复杂，实际上它的

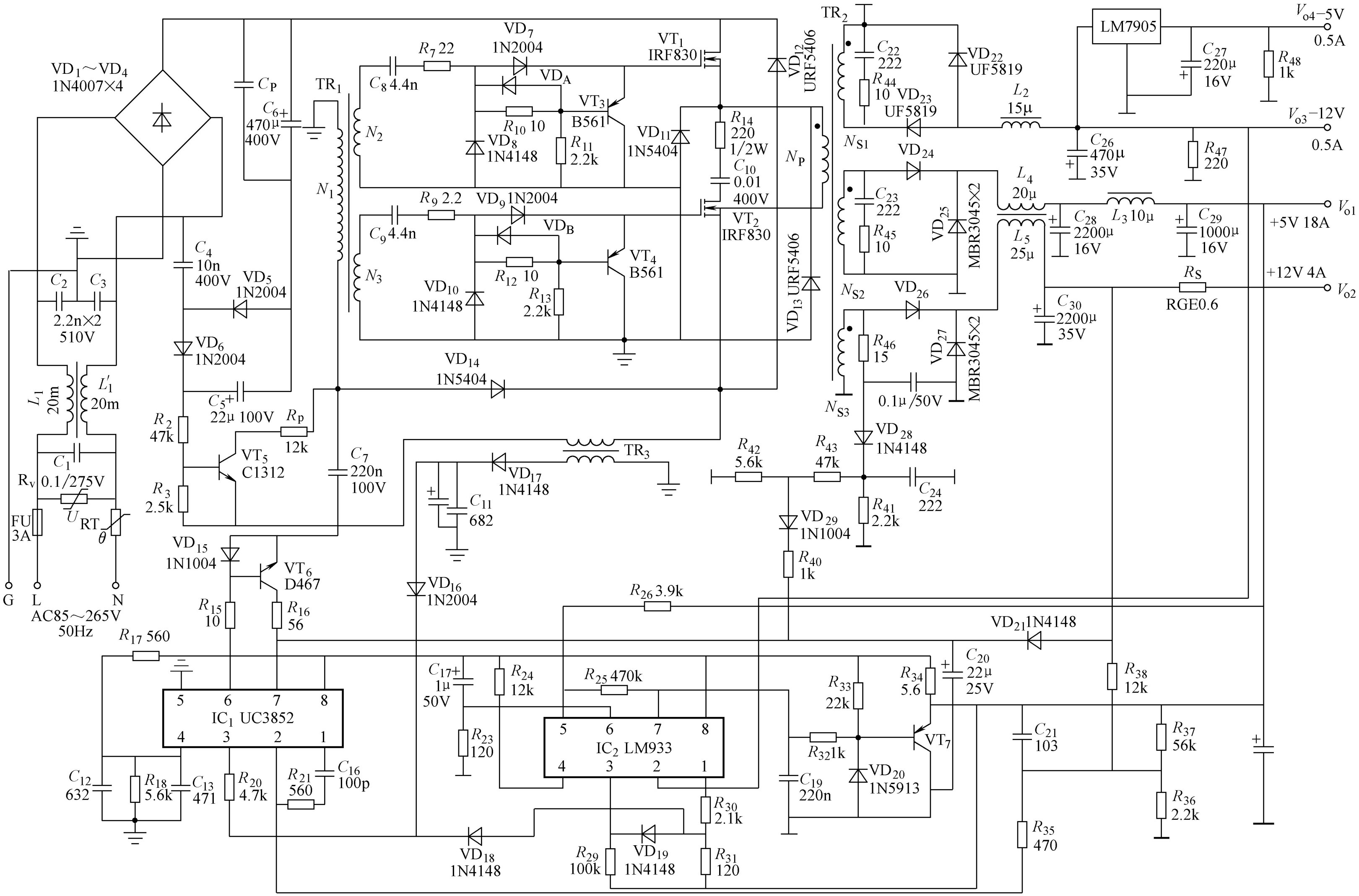


图 3-6 UC3852 正激式双晶体管变换电路原理图

功能和负载能力（也就是负载调整率、电压调整率以及输出电压准确度）都比较强，所以被应用在微机的主机、激光打印机、彩色喷墨打印机等大功率电子设备中。

3.3.2 UC3852 电路工作原理与应用

电容器 C_1 用于抗串模干扰，抑制正态噪声。C_2、C_3、L_1 组成抗共模干扰电路，可抑制共态噪声干扰，对防止电磁干扰和传导干扰起很大的作用。R_V 用于抑制开机时出现的浪涌电压和尖峰干扰电压。输入的交流电压分两路进行整流滤波：一路经 VD_1 ~ VD_4 桥式整流以及 C_6 滤波后，为开关电源功率驱动管提供电源电压；另一路经 C_4 耦合、VD_5 和 VD_6 全波整流以及 C_5 滤波后，再经 R_2、R_3 分压，为电压调整管 VT_5 提供工作电压，它的作用是稳定输出触发脉冲的幅度，使之稳定、可靠地激励高频变压器。VT_6 是调制脉冲放大管。IC_1 的功能是产生频率固定而占空比可调的控制电压，片内含频率发生器、PWM 比较器和锁存器，可对输出电压、电流进行检测，以实施控制，对电路故障进行保护。IC_2 是稳压功能模块，它的内部有比较器、基准电压源、振荡器以及电流限制电路和过热保护电路。当电路电压出现波动时，它始终稳定输出。IC_1 的 6 脚输出可调的脉冲调制信号，此信号送到 VT_6 的基极进行脉冲放大，放大后的调制脉冲经 C_7 耦合至脉冲变压器 TR_1（起阻抗匹配和信号传递作用），再经 VT_3、VT_1 和 VT_4、VT_2 进行同相放大。说它是同相，是因为 VT_1、VT_2 在电路中是串联的，相位相同。放大了的可变脉冲信号推动高频变压器进行电能变换。高频电压由 VD_{22} ~ VD_{27}进行全波整流，然后经电容、电感滤波，得到 4 组输出电压纹波小于 80mV 的直流电压。−12V 电压经 LM7905 三端稳压器变换为 −5V 电压。LM7905 的最大输出电流为 1A，它是美国国家半导体公司的产品。R_7、C_8 和 R_9、C_9 对脉宽调制信号起加速传递作用。VD_7、VD_8 和 VD_9、VD_{10}是保证 VT_1、VT_2 可靠导通而设置的，R_{10}、R_{11}和 R_{12}、R_{13}、VD_A、VD_B 是为保证晶体管 VT_3、VT_4 可靠截止而设计的。R_{14}、C_{10}和 VD_{11}组成网络吸收回路，吸收变压器的峰值电流和漏感电流，改善电源的负载能力。VD_{12}和 VD_{13}是为保护 MOSFET而设置的 URF5406 超快速恢复二极管。C_P 是电源输入高频旁路电容、R_V 是压敏电阻，是为防止峰值浪涌电压设置的。

+5V、+12V 电压是怎样对过电流、过电压进行保护的呢？

1）当 +5V 输出电压由于各种原因而升高（见图 3-6）时，晶体管 VT_7 的发射极电压 V_E 上升，IC_2 的 8 脚电压上升。当该电压高出基准电压 2.5V 时，片内的压控振荡器的频率降低，同时电流限制器也发挥限流作用，迫使 IC_2 的 5 脚输出的电压下降，这样 VT_7 的 V_E 下降，+5V 电压同时下降。

2）由于负载减轻，+12V 输出电压上升，经 R_{37}、R_{36}分压后使 IC_1 的 2 脚电压升高。该脚是反馈输入端，该脚电压经片内误差放大器放大后与基准电压进行比较，使 PWM 触发器的驱动电压下降，+12V 电压下降。当电网电压超过 265V 时，IC_1 无法调节占空比，其 3 脚电压也上升，关闭输出，实施输入过电压保护。

3）+12V 输出电压下降时，经 R_{37}、R_{36}分压后，IC_1 的 2 脚电压下降，触发脉冲加宽，使 +12V 输出电压上升。

4）当 +5V 输出电路发生过电流或短路时，由于 VT_1、VT_2 的漏极电流增大，TR_3 的一次电压上升，检测电阻 R_{20}两端的电压也上升。该电压超过 1V 时，IC_1 片内的比较器输出电压上升，导致 PWM 锁存器复位，最后关闭 6 脚的脉冲输出，起到过电流保护作用。同样，

当输入电压过低时，由于检测变压器 TR_3 的作用，IC_1 的 3 脚电压过低而关闭输出，从而起到欠电压保护作用。R_S 是自动恢复开关，对 V_{o2} 输出起短路保护作用。

在双管正激式变换电路中，两只 MOSFET VT_1、VT_2 串联起来作为一只管子使用，VT_1、VT_2 的工作状态是同时导通或截止。VT_1、VT_2 导通时，电源电压直接加在 TR_2 的一次绕组 N_P 上，电感绕组 L_2、L_4 和 L_3、L_5 中已存储的磁能向各负载提供电流。在这种电路中，变压器 TR_2 的漏感对两只开关二极管 VD_{24}、VD_{26} 的截止和导通有很大的推动作用。但是 TR_2 的漏感如果太大，电路中的电能传递就会受到损失，二次绕组的电能被存储起来，使整流二极管发热，甚至有烧坏的可能，所以选用超快速恢复二极管就是这个道理，它可使绕组中存储的电能通过二极管快速泄放掉。

VT_1、VT_2 在导通期间出现尖峰电流。尖峰电流持续时间的长短也是 VD_{24}、VD_{26} 反向恢复阻断时间的长短。总之，使用超快速恢复二极管可以减少二次绕组中所存储的电能的泄放时间，降低变压器 TR_2 的温升。

UC3852 的漏感并不完全是由高频变压器的各绕组产生的，外部电路元器件的相对位置和电路板的走线也是产生漏感的原因。凡是电流频率高的电路所使用的导线要短而粗或双股并绕，对称部分尽量靠紧，减少漏感。电容器 $C_{26} \sim C_{30}$ 主要起减小输出纹波电压和存储电能的作用。UC3852 电路电源被用于工业自动化控制、医疗检验仪器仪表中。

3.3.3 正激式双晶体管变换电路脉冲变压器设计

脉冲变压器 TR_1 在电路中的作用是进行脉冲方波信号的传输及电路阻抗匹配。IC_1 的 6 脚发送的脉冲调制信号送到变压器 TR_1 的一次绕组 N_1，并耦合到二次绕组 N_2、N_3。

1. 磁心的选择及二次绕组电感的计算

最大输入电流 I_{INmax} 为

$$I_{INmax} = \frac{P_o}{\sqrt{2}V_{ACmax}\eta} = \frac{150}{\sqrt{2} \times 265 \times 0.90}\text{A} \approx 0.44\text{A}$$

式中，η 为脉冲变压器的效率，一般取 90%；P_o 为电源输出功率，共计 150W；V_{ACmax} 为电源交流输入的最高电压。

计算一次电感 L_1 为

$$L_1 = \frac{10^4\left(\frac{V_{OUT}}{\sqrt{2}} - V_{IN}\right)V_{IN}^2}{fV_{OUT}V_{INmin}I_{LPmax}}$$

式中，I_{LPmax} 为一次峰值电流，$I_{LPmax} = 2I_{INmax} = 2 \times 0.44\text{A} = 0.88\text{A}$；$V_{IN}$ 为脉冲变压器输入电压，设 $V_{IN} = 12\text{V}$；f 为脉冲开关的工作频率，设 $f = 50\text{kHz}$；V_{INmin} 为最低输入电压，取 6V；V_{OUT} 为输出电压，取 22V。

$$L_1 = \frac{10^4 \times \left(\frac{22}{\sqrt{2}} - 12\right) \times 12^2}{50 \times 10^3 \times 22 \times 6 \times 0.88}\text{mH} \approx 0.882\text{mH}$$

由输入电压和峰值电流计算

输入功率 $P_i = V_{in}I_{Lpmax} = 22 \times 0.88\text{W} = 19.36\text{W}$

根据功率和工作频率选用 EE22（见表 2-3），它的有效截面积 $A_e = 20\text{mm}^2$，窗口面积

$B_e = 19.5\text{mm}^2$。

2. 变压器一次绕组匝数 N_1 的计算

$$N_1 = \frac{L_1 I_{\text{LPmax}} \times 10^{-3}}{A_e B_{\max} \times 10^{-6}} = \frac{0.882 \times 0.88 \times 10^{-3}}{36 \times 0.26 \times 10^{-6}} = \frac{0.7762 \times 10^{-3}}{9.36 \times 10^{-6}} = 82.9 \approx 83$$

二次绕组匝数 $N_2 = N_3 = \dfrac{V_{\text{INmax}}}{\eta V_{\text{IN}}} N_1 = \dfrac{6 \times 83}{0.90 \times 12} = 46.1 \approx 46$

3. 导线截面积 S_j 的计算

$$S_j = K \frac{B_e}{N_1} I_{\text{LPmax}}$$

式中，K 为计算导线系数，取 $K = 1.2$；B_e 为磁心窗口面积，$B_e = 19.5\text{mm}^2$；I_{LPmax}为峰值电流，则有

$$S_j = 1.2 \times \frac{19.5 \times 0.88}{83} \text{mm}^2 = 0.248\text{mm}^2$$

取 AWG31 型 ϕ0.267mm 高强度漆包线。

3.3.4 双管正激式高频变压器设计

高频变压器设计的方法很多，没有一个固定的章法可依。用各种计算公式算出的结果相差不大，要根据实际经验并结合现场试验进行调整。这种调整要有依据：电源的效率、负载调整率以及电压调整率。只要这“三率”达到标准了，变压器的设计就是成功的。影响“三率”的因素很多，就变压器而言，有铁磁性材料的性质、尺寸、形状、冷却方式，它们都对变压器的可靠性有影响。变压器的设计制作是研制开关电源的首要任务。对高频变压器的参数进行选用时，必须使允许温升、使用的绝缘材料、所选的工作频率及占空比等留有充分的余地。下面介绍一个设计实例。

输入电压：AC，85 ~265V，50Hz

输出参数：5V/18A、12V/4A、−5V/0.5A、−12V/0.5A

假设数据：占空比 $D_{\text{AVE}} = 0.523$，工作频率 $f = 100\text{kHz}$；周期 $T = 1/f = \dfrac{1}{100 \times 10^3\text{Hz}} = 10\mu\text{s}$，接通时间 $t_{\text{on}} = D_{\text{AVE}} T = 0.523 \times 10\mu\text{s} = 5.23\mu\text{s}$。

（1）计算平均输入直流电压 V_{AVE}

$$V_{\text{AVE}} = (V_{\text{i(max)}} + V_{\text{i(min)}}) \div 2 \times \sqrt{2} = (265 + 85) \div 2 \times \sqrt{2}\text{V} = 247.45\text{V}$$

（2）计算输出输入功率

$$P_o = V_{o1} I_{o1} + V_{o2} I_{o2} + V_{o3} I_{o3} + V_{o4} I_{o4} = 5 \times 18\text{W} + 12 \times 4\text{W} + 5 \times 0.5\text{W} + 12 \times 0.5\text{W} = 146.5\text{W}$$

$$P_i = P_o / \eta = 146.5\text{W} / 0.85 = 172.35\text{W}$$

1. 方法一

（1）计算变压器一次绕组匝数 N_P

根据 3.2.3 节，磁心的磁感应强度 $\Delta B_{ac} = 210\text{mT}$，又根据输出功率和工作频率由表 4-1 选用 PQ26/20，$A_e = 113\text{mm}^2$。

$$N_P = D_{\text{AVE}} t_{\text{on}} / (\Delta B_{ac} A_e) = 247.45 \times 5.23 / (0.21 \times 113) = 54.54 \approx 55$$

式中，D_{AVE}是最大占空比与最小占空比的平均值。

（2）计算变压器二次绕组匝数 N_{S1}、N_{S2}

半波整流的电压有效值是交流电压的 0.45 倍，加电容滤波后空载交流电压与直流输出电压有效值的$\sqrt{2}$倍，因此有

$$V_{S1}=(V_{o1}+2V_{L3}+V_{D24})/0.71$$

式中，V_{L3}为滤波电感 L_3 和 L_4 两只电感压降之和，取 0.4V；V_{D24}是整流二极管的正向压降，取 0.6V。

$$V_{S1}=(V_{o1}+2V_{L3}+V_{D24})/0.71=(5+2\times0.4+0.6)/0.71\text{V}=9.014\text{V}$$

$$V_{S2}=(V_{o2}+V_{RS}+V_{L5}+V_{D26})/0.71=(12+4\times0.6+0.4+0.6)/0.71=21.69\text{V}$$

计算变压器绕组每匝所承受的电压 n

$$n=\frac{V_{AVE}}{N_P}=\frac{247.45}{55}\text{V/匝}=4.50\text{V/匝}$$

$$N_{S1}=V_{S1}/n=9.014/4.5=2.003\approx2$$

$$N_{S2}=V_{S2}/n=21.69/4.5=4.82\approx5$$

（3）计算变压器一次电感 L_P

输入有效电流 I_S 为

$$I_S=P_i/V_{AVE}=172.35/247.45\text{A}=0.696\text{A}$$

输入最大电流 I_m 为

$$I_m=I_S/D_{min}=0.696/0.419\text{A}=1.661\text{A}$$

$$L_P=V_{AVE}t_{on}/I_m=247.45\times5.23/1.661\mu\text{H}=779\mu\text{H}$$

（4）计算磁心气隙 δ

$$\delta=4\pi\times10^{-7}\times N_P^2A_e/L_P=4\pi\times10^{-7}\times55^2\times113/0.779\text{mm}=0.55\text{mm}$$

2. 方法二

（1）计算变压器一次绕组的峰值电流 I_{PK}

根据输入功率，一次绕组的感应电压查表 3-1，$V_{Bmin}=162.26\text{V}$，$V_{Bmax}=322.25\text{V}$。计算变压器匝比

$$n=\frac{V_{Bmin}-V_{DS(on)}}{(V_o+V_D)\ \eta}=\frac{162.26-10}{(12+0.8)\times0.85}=13.995$$

$$D_{max}=1/\left(\frac{V_{Bmin}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{162.26}{12\times13.995}+1\right)=1/1.966=0.509$$

$$D_{min}=1/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{322.25}{12\times13.995}+1\right)=1/2.919=0.343$$

$$t_{on(min)}=D_{min}T=0.343\times1/(100\times10^3)\text{s}=3.43\mu\text{s}$$

一次绕组输入电流 $I_{PO}=P_i/V_{Bmin}=172.35/162.26\text{A}=1.062\text{A}$

一次绕组输入峰值电流 $I_{PK}=2P_o/(V_{Bmax}D_{min}\eta)=2\times146.5/(322.25\times0.343\times0.85)\text{A}=3.119\text{A}$

（2）计算一次绕组电感 L_P

$$L_P=V_{Bmax}t_{on(min)}/I_{PK}=322.25\times3.43/3.119\mu\text{H}=355\mu\text{H}$$

（3）计算变压器一次绕组匝数 N_P

由方法一所选的磁心 PQ26/20，磁感应强度 $\Delta B=0.21\text{T}$，磁心截面积 $A_e=113\text{mm}^2$，得

$$N_P=(V_{Bmax}t_{on(min)})/(\Delta BA_e)$$
$$=322.25\times3.43/(0.21\times113)=46.6\approx47$$

（4）计算变压器二次绕组匝数 N_{S_1}、N_{S_2}及反馈绕组匝数 N_F

计算每匝绕组所承受电压

$$N_V=V_{Bmin}/N_P=162.26/47=3.45\text{V}/\text{匝}$$

计算二次绕组及反馈绕组电压 V_{S1}、V_{S2}、V_F

$$V_{S1}=(V_{o1}+2V_{L3}+V_{D24})/K=(5+2\times0.3+0.6)/0.707\text{V}=8.769\text{V}$$
$$V_{S2}=(V_{o2}+V_{RS}+V_{L5}+V_{D6})/K=(12+4\times0.6+0.6+0.3)/0.707\text{V}=21.64\text{V}$$
$$V_F=(V_{FO}+V_L)/K=(25+0.4)/0.707\text{V}=35.926\text{V}$$

各绕组匝数：

$$N_{S1}=V_{S1}/N_V=8.769/3.45=2.54\approx3$$
$$N_{S2}=V_{S2}/N_V=21.64/3.45=6.27\approx6$$
$$N_F=V_F/N_V=35.926/3.45=10.41\approx10$$

（5）计算磁心气隙 δ

$$\delta=0.4\pi L_PI_{PK}^2/(\Delta B^2A_e)=1.256\times0.355\times3.119^2/(0.21^2\times113)\text{mm}=0.87\text{mm}$$

3. 方法三

（1）计算变压器一次绕组峰值电流 I_{PK}

$$I_{PK}=P_o/(V_{Bmin}D_{min}\eta)=146.5/(162.26\times0.343\times0.85)\text{A}=3.097\text{A}$$

（2）计算变压器一次绕组电感 L_P

$$L_P=2P_oD_{min}{}^2\times10/(I_{PO}^2\eta)=2\times146.5\times0.343^2\times10/(1.062^2\times0.85)\mu\text{H}=359.57\mu\text{H}\approx360\mu\text{H}$$

（3）计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P=L_PI_{PK}/(\Delta BA_e\times10^{-3})=0.36\times3.097/(0.21\times113\times10^{-3})=46.98\approx47$$

（4）计算变压器二次绕组匝数 N_{S1}、N_{S2}及反馈绕组匝数 N_F

$$N_{S1}=(V_{o1}+V_D+V_L)(1-D_{min})N_P/(V_{Bmin}D_{min})$$
$$=(5+0.6+0.3)\times(1-0.343)\times47/(162.26\times0.343)\approx3$$
$$N_{S2}=(V_{o2}+V_{RS}+V_{L5}+V_{D6})(1-D_{min})N_P/(V_{Bmin}D_{min})$$
$$=(12+0.6\times4+0.5+0.6)\times(1-0.343)\times47/(162.26\times0.343)$$
$$=8.6\approx9$$
$$N_F=V_{FO}(1-D_{min})N_P/(V_{Bmin}D_{min})=25\times0.657\times47/(162.26\times0.343)=13.87\approx14$$

（5）计算变压器磁心气隙 δ

$$\delta=4\pi\times10^{-4}I_{PK}N_P/\Delta B_{ac}=12.56\times10^{-4}\times3.097\times47/0.21\text{mm}=0.87\text{mm}$$

3.4　具有双路光电检测的 VIPER53 脉宽调制电源

3.4.1　VIPER53 电路特点

反激式脱线变换是整个开关电源电能变换一种形式，这种电路没有 Y 电容，控制系统

通过光隔离传输对输出电压控制。反激式变换电路有两种工作模式：一种是电流不连续方式（Dis-Continuous Current Mode，DCM）；另一种是连续方式（Continuous Current mode，CCM）。DCM是完全能量转换，CCM是不完全能量转换，反激式变换电路要求有稳定的工作状态，因此电路采用两路光电反馈形式，以确保跨越开关周期工作的稳定，降低开关损耗。一个电源开关电路要实现一种工作模式的同时可以转换为另一种工作模式，或者两种模式并存，在理论上是可行的，但在设计应用上是非常困难的。

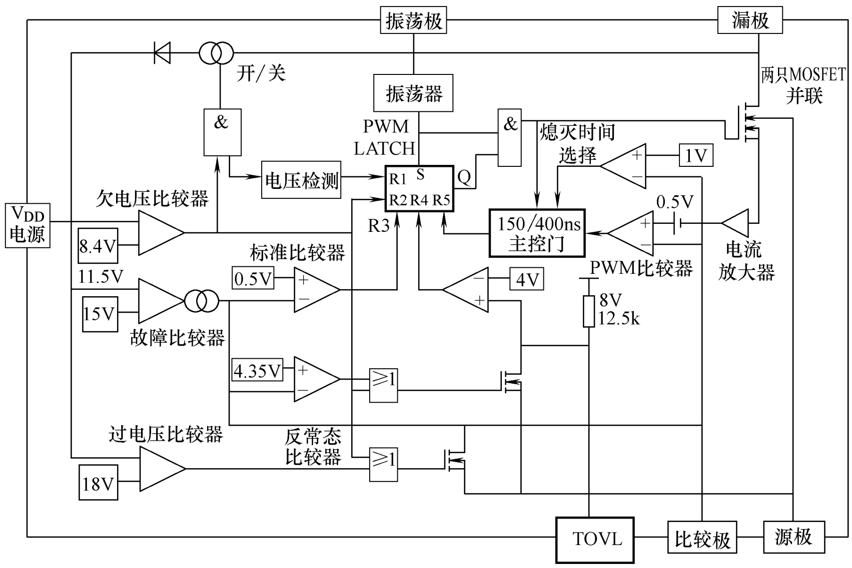


图3-7　VIPER53内部结构框图

VIPER53属于多芯片集成控制，如图3-7所示，片内具有多路检测控制回路，芯片具有较为完善的保护系统，效率高、体积小，能适用于液晶显示器（LCD）和台式PC，完美的电气性能可满足很多家用电器的需求。电路的输入电压为86～265V，电源交流频率为45～60Hz，能适应全球各地要求。

反激式变换电路简单，能设计出多路输出，对于完全能量转换方式，引入电流控制来调制脉宽，可以加速瞬态响应，提高控制灵敏度。VIPER53电源电路固定80kHz的工作频率，用电流控制PWM，驱动漏极，其驱动电流为0.5～2A，如此大的电流由VIPER53承担，因此电路不需外加功率驱动电路。芯片内的V_{DD}接在欠电压比较器反相输入端，处在高压启动电流源，驱动比较器实施欠电压保护，正常状态下电路关断，减少功耗。工作原理如图3-8所示。

电路具有过载保护、过电压保护、短路保护等功能。过载保护是利用变压器一次电感和IC_1片内的漏电流共同经比较器、锁存器由主控门发出指令。若过载时间超过，IC_1的8脚所接电容C_8立即放电，锁存器状态解除，器件功能复位，开始新的程序，恒流源开始工作。此电路特点是在过载、过电压条件下将电源锁住、关断变换电路工作，等到一定时间后再启动。对两个输出电路V_{o1}、V_{o2}在输出短路时都会被保护，它是通过光耦合器传送信号，精密稳压源在线检测，重新启动由短路出现的不定状态，排除了整流二极管和高频变压器出现过热的风险，两种保护功能是不一样的。

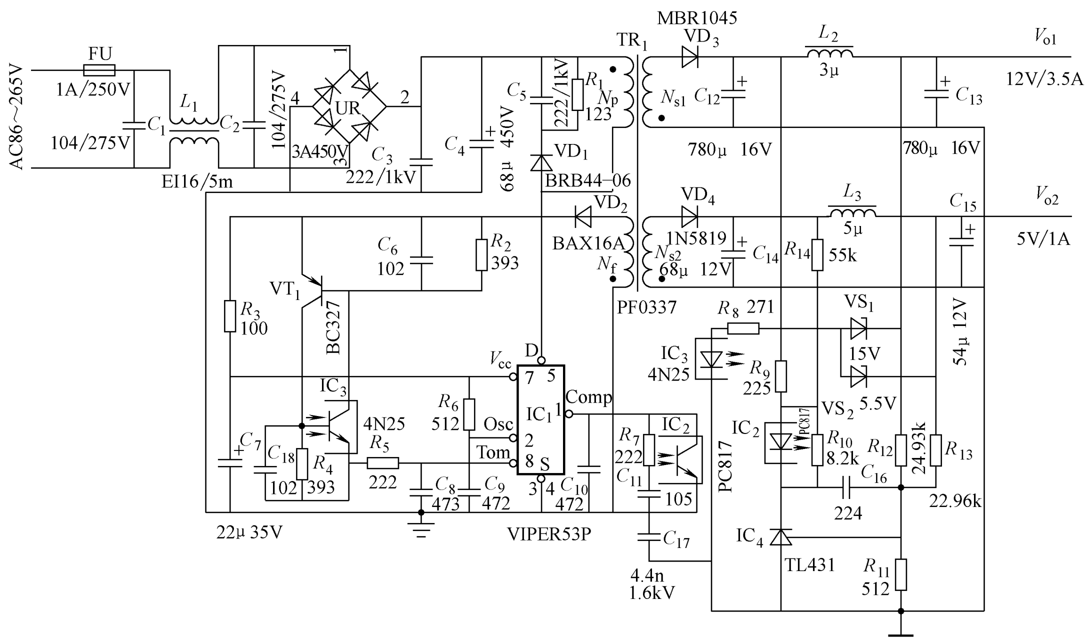


图 3-8　VIPER53 反激式变换电路原理图

3.4.2　VIPER53 电路工作原理与应用

VIPER53 电路是电源拓扑脱线反激式变换装置，原理如图 3-8 所示，电路由 π 形 EMI 低通滤波电路、交流电压桥式整流电容滤波电路、直流变换电路、输出整流滤波电路、反馈取样控制电路等组成。交流电压经低通滤波抑制电磁噪声由机内通过电源导线向外界传送和外界通过导线向机内传导所产生的干扰，电压经 UR 桥式整流、电容 C_4 滤波后，得到 100Hz 的脉动直流电压，此电压是 IC_1 驱动变压器一次绕组 N_P 的动力，电流直接流入 IC_1 的漏极 5 脚，IC_1 的供电电源由变压器绕组 N_F 所产生的感应电压，经 VD_2 整流、R_3 平波降压、C_7 滤波，送进 IC_1 的 7 脚用作电源，VT_1 是 IC_3 的电流取样器件，监测输出电路运行状况，与电路 IC_3 的光敏晶体管一起，随时启动过电流、过载、短路保护功能。C_6、R_2 是阻容泄放回路，稳定 VT_1 的动态工作点。IC_1 片外的 C_9、R_6 是启动时的振荡电路，电路一接通电源，振荡器开始工作。片内的工作频率为 80kHz，帮助电能转换。C_5、R_1、VD_1 是 IC_1 的钳位电路，保护 IC_1 的漏极。R_7、C_{11} 是高频去耦回路，保证 IC_2 光耦合器控制信号的质量。VD_3、VD_4、L_2、L_3、C_{12} ~ C_{15} 分别是 V_{o1}、V_{o2} 两路输出整流滤波元器件。IC_2、IC_4、R_{10} ~ R_{14} 是电路输出电压采样控制电路，对 V_{o1}、V_{o2} 输出电压进行控制。VS_1、VS_2 分别对两路负载采样，采样电流由 R_8 转为电压，对 IC_3 进行控制，C_8、C_{10} 是高频旁路电容，对反馈信号进行整形。L_2 对反激式电能转换意义不大，可以不用。电路可应用于 LCD、台式 PC 等。

3.4.3　VIPER53 电路参数设计

1. 最大输出功率 P_{omax} 的设计

1）最大输出功率的确定是关系到过载功率保护点的确立，输出功率是由变压器一次电

感和 IC_1 的漏极电流来决定的。

$$P_{o(max)} = V_{in}D\left(I_{Dmax} - \frac{V_{in}DT}{2L_P}\right)$$

式中，V_{in} 为输入到一次绕组的直流电压，V_{in} 设为 DC90V，输出功率 $P_o = 12 \times 3.5W + 5 \times 1W = 47W$。

2）芯片漏极最大电流的计算

$$I_{Dmax} = \frac{I_{AVG}}{(1-0.5K_{RP})D_{max}}$$

式中，K_{RP}是变压器一次纹波电流与一次峰值电流比值，输入为 265V 时 K_{RP}取 0.7；D_{max}为最大占空比；I_{AVG}为输入平均电流。

$$I_{AVG} = \frac{P_o}{\eta V_{i(min)}} = \frac{47}{0.88 \times 90}A = 0.59A$$

式中，电源效率 $\eta = 88\%$。

$$D_{max} = \frac{V_{OR}}{V_{i(min)} + V_{OR} - V_{D(on)}} = \frac{135V}{90V + 135V - 10V} = 0.63$$

式中，V_{OR}是一次电感电压，输入电压为 85～265V 时，V_{OR}为 135V，$V_{D(on)}$是 IC_1 的开关管漏极导通压降，取 10V。

$$I_{D(max)} = \frac{0.59}{(1-0.5 \times 0.7) \times 0.63}A = 1.44A$$

3）变压器一次电感的计算

$$P_{o(max)} = V_{i(min)}D_{max}\left(I_{D(max)} - \frac{V_{i(min)}D_{max}I_F}{2L_P}\right)$$

式中，I_F 为 TL431 的反馈电流，为 12.5mA。

$$L_P = \frac{P_o \times 10^6}{I_{D(max)}^2 K_{RP}\left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta} = \frac{47 \times 10^6}{1.44^2 \times 0.7\left(1 - \frac{0.7}{2}\right) \times 80 \times 0.88 \times 10^3}\mu H = 707.62\mu H$$

式中，f 为电源工作频率，设定 80kHz。

计算电路在最大占空比 D_{max}时输出功率

$$P_{o(max)} = 90 \times 0.63 \times \left(1.44 - \frac{90 \times 0.63 \times 12.5 \times 10^3}{2 \times 707.62 \times 10^3}\right)W = 56.7 \times (1.44 - 0.5)W = 53.3W$$

2. 限流电阻 R_9 的计算

$$R_9 = \frac{V_{o1} - V_{REF} - V_{DF}}{I_E} = \frac{12 - 2.5 - 0.5}{40 \times 10^{-3}}\Omega = 225\Omega$$

式中，V_{REF}为 TL431 的基准电压 2.5V；I_E 为 PC817 发光二极管电流；V_{DF}为发光二极管管压降 0.5V。

3. 控制电阻 R_{12}、R_{13}的计算

反馈电流 $$I_F = \frac{V_{REF}}{R_{11}} = \frac{2.5}{5.1 \times 10^3}A = 490\mu A$$

根据两路输出电流，得

$$I_{F2}=\frac{490}{3.5+1}\mu A=108.89\mu A$$

$$I_{F1}=I_{F2}\times 3.5=381.11\mu A$$

$$R_{13}=\frac{V_{o2}-V_{REF}}{I_{F2}}=\frac{5-2.5}{108.89\times 10^{-6}}\Omega=22.96k\Omega$$

$$R_{12}=\frac{V_{o1}-V_{REF}}{I_{F1}}=\frac{12-2.5}{381.11\times 10^{-6}}\Omega=24.93k\Omega$$

4. 阻尼电阻 R_{10} 的计算

R_{10}并接在 IC_2 发光二极管的两端，为的是当输出负载减轻时，提高轻载输出电压的稳定性，同样在重载时，防止输出电压降低。

$$\frac{V_{o2}R_{10}}{R_{14}+R_{10}}=V_{REF}+V_{DF}$$

式中，V_{REF}为精密稳压源基准电压，标准值是 2.5V；V_{DF}为 IC_2 发光二极管正向管压降 0.5V。

设 R_{14}为 5.5kΩ，则

$$\frac{5V\times R_{10}}{5.5k\Omega+R_{10}}=2.5V+0.5V=3V$$

$$5R_{10}=3\times 5.5k\Omega+3R_{10}\qquad R_{10}=8.25k\Omega\approx 8.2k\Omega$$

5. 限流电阻 R_8 的计算

光耦合器 IC_3 的型号为 4N25，它的工作电流比 PC817 稍大一些，取 50mA。稳压二极管 VS_1、VS_2 应采用最大稳压二极管 VS_2，它的有效稳压值为 14V，发光二极管正向管压降为 0.5V。

$$R_8=(V_{S2}-V_{DF})/I_F=(14-0.5)/(50\times 10^{-3})\Omega=270\Omega$$

6. 二次整流滤波电容 C_{12}、C_{13} 的计算

二次整流滤波电容的大小直接影响输出纹波电压的高低，滤波电压太大，漏电流增加，容抗加大，损耗上升，所以滤波电容的计算很有必要。对于中小功率的电源，可用下列公式：

$$C_{12}+C_{13}=10^3P_{o1}\sqrt{V_{rip}}/(2\pi t_{on(max)})$$

式中，V_{rip}为输出纹波电压，其值为输出电压的 3%，$V_{rip}=12V\times 3\%=0.36V$；$t_{on(max)}$为肖特基整流二极管最大开通时间，$t_{on(max)}=D_{max}\frac{1}{f}$，$f$ 取200kHz，$D_{max}=0.514$，则 $t_{on(max)}=0.514\times\frac{1}{200\times 10^3}s=2.57\mu s$。

$$C_{12}+C_{13}=10^3\times 12\times 3.5\times\sqrt{0.36}/(6.28\times 2.57)\ \mu F=10^3\times 25.2/16.14\mu F=1561\mu F\approx 1560\mu F$$

C_{12}、C_{13}分别为 780μF 和 780μF。

7. 滤波电感 L_2 的计算

$$L_2=(V_S+V_{D3}-V_{o1})/[I_{o1}(1-D_{on})]$$

式中，V_S 为高频变压器二次绕组电压 18.168V；V_{D3}为整流二极管压降 0.4V；D_{on}为整流滤波输出电压前后电压比。

$$D_{on} = (V_{o1} + V_{D3} + V_{L2})/V_S = (12 + 0.4 + 0.3)/18.169 = 0.699$$
$$L_2 = (18.169 + 0.4 - 12)/(3.5 \times 0.699)\mu H = 6.569/2.447\mu H = 2.685\mu H \approx 3\mu H$$

3.4.4 反激式高频变压器设计

按设计程序，磁心大小、一次电感、气隙大小、一次绕组匝数的计算，以及在磁心内直流成分和交流成分之间的相互影响等问题都要在设计中一条条加以考虑，以便在计算中进行选择，对控制条件有一个更准确的认识。

我们应该注意磁心的导磁性是随着气隙的大小而变化的。但是，磁心有没有气隙，它的饱和磁感应强度是一样的。有气隙时，磁场强度 H 明显增大，而剩余磁感应强度（B_r）则明显减小。这对反激式变换电路来说是很有利的。对于反激式变换电路，在 B—H 磁滞回线的第一象限里，在交流或直流电场作用下，磁场强度与磁感应强度的关系及磁心气隙对磁场强度的影响如图 3-9 所示。

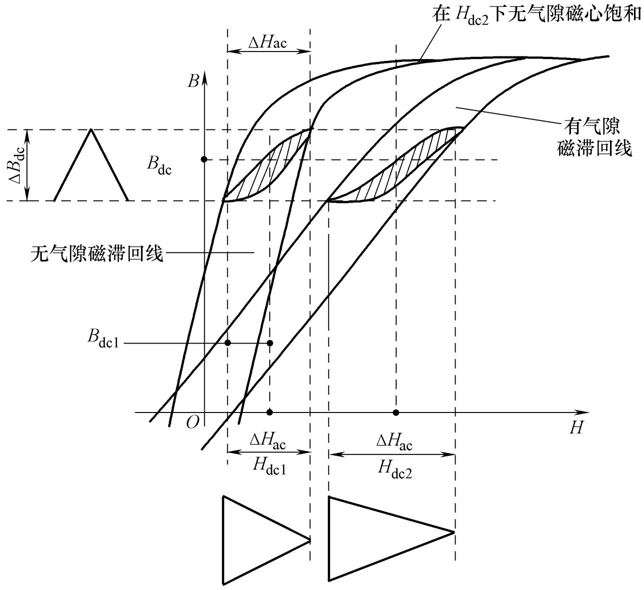


图 3-9 磁场强度与磁感应强度的关系及磁心气隙对磁场强度的影响

1. 方法一

（1）磁心气隙对交流电场的作用

从图 3-9 可以看到，磁心气隙可以有效地减少剩余磁感应强度 B_r 和增加有效磁场强度工作范围。也就是说，相当于有效地减小磁心的磁导率和一次绕组电感，但是磁心气隙决不能改变交变磁通量或是改善磁心的交流电场对磁心的作用。磁心有气隙时，只能使 B—H 特性曲线的斜率减小，特性曲线向横轴靠拢。在磁感应强度范围（ΔB_{ac}）不变的情况下，磁场强度的范围（ΔH_{ac}）则大幅增加，有利于防止磁饱和的产生。

（2）磁心气隙对直流电场的作用

从图 3-9 可以看到，在大的直流电流的作用下，磁心进入磁饱和是很容易的事。如果磁心有气隙，则可以防止磁饱和出现。高频变压器绕组中的直流成分在 B—H 特性曲线的水平轴 H 上所产生的磁力矩（H_{dc}）是产生磁饱和的条件。如果反激式变换电路以连续方式工作，这时就有相当多的直流成分通过变压器产生较大的直流电场。如果磁心没有气隙，从图 3-9 可以看到，一个直流电场所产生的磁感应强度（B_{dc}）将得到扩大。如果磁心有气隙，可在大得多的直流磁场强度（H_{dc2}）下产生相当大的磁感应强度（B_{dc}），就是在电感电流连续工作方式下，变压器磁心绕组中的电流也不会为零。不为零的绕组电流也产生磁感应强度，两种磁感应强度之和在既没有磁心也没有气隙的条件下，就很容易产生磁饱和。总之，外加的伏秒值、匝数和磁心面积决定了 B 轴上直流磁感应强度的变化量（ΔB_{dc}），对应于磁

感应强度变化范围，气隙大，磁场强度就大。这时必须有电感量和磁心面积来平衡电路上所加的伏秒值，只有用磁心气隙来平衡稳定磁饱和状态的直流成分。

电路刚开始工作时，一次电感不起作用，这是因为电感只影响电源的工作方式，在频率低于 60kHz 的铁氧体磁心中，电感的最大值与最小值的损耗差不多。这时变压器的电感量越大，以不完全能量传递方式工作越合适。相反，变换电路以完全能量传递方式工作时，只有靠增大磁心气隙、降低电感值来达到，其他别无办法。

（3）变压器设计

输入电压：AC 85 ~265V，工作频率 100kHz，电源效率 $\eta=0.85$

输出参量：$V_{o1}=12V$，$I_{o1}=3.5A$；$V_{o2}=5V$，$I_{o2}=1A$

1）计算输入输出功率 P_i、P_o

$$P_o=V_{o1}I_{o1}+V_{o2}I_{o2}=12\times3.5W+5\times1W=47W$$

$$P_i=P_o/\eta=47W/0.85=55.29W$$

根据输入功率选用 EE-28 磁心，这时 $A_e=78mm^2$。

2）计算最大、最小、平均占空比 D_{max}、D_{min}

根据输入功率参考表 3-1，$V_{Bmax}=281V$，$V_{Bmin}=138.22V$。变压绕组匝比 $n=(V_{Bmin}-V_{DS(on)})/[(V_o+V_D)\eta]=(138.22-10)/[(12+0.4)\times0.85]=12.165$。$D_{max}=1/\left(1+\dfrac{V_{Bmin}}{V_on}\right)=1/\left(1+\dfrac{138.22}{12\times12.165}\right)=0.514$；$D_{min}=1/\left(1+\dfrac{V_{Bmax}}{V_on}\right)=1/\left(1+\dfrac{281}{12\times12.165}\right)=0.342$

3）计算开关管正常导通时间 $t_{on(AVE)}$

$$t_{on(AVE)}=D_{max}T=0.514\times\frac{1}{100\times10^3}s=5.14\mu s$$

4）计算电路输入有效电流 I_s 和最大电流 I_m

$$I_s=P_i/V_{Bmin}=55.29/138.22A=0.4A$$

$$I_m=I_s/D_{min}=0.4/0.342A=1.17A$$

峰值电流的平均值 $I_{dc}=\dfrac{I_m}{2}=1.17/2A=0.585A$

磁心的磁感应强度 ΔB_{ac} 选用 210mT。计算变压器的一次绕组匝数 N_P：

$$N_P=V_{Bmin}t_{on(max)}/(\Delta B_{ac}A_e)=138.22\times5.14/(0.21\times78)=43.37\approx43$$

5）计算变压器的二次绕组匝数及反馈绕组匝数

计算各绕组电压 V_{S1}、V_{S2}、V_F：

$$V_{S1}=(V_{o1}+V_D+V_L)/0.71$$

$$V_{S1}=(5+0.6+0.3)/0.71V=8.31V$$

$$V_{S2}=(V_{o2}+V_D+V_L)/0.71=(12+0.6+0.3)/0.71V=18.169V$$

$$V_F=(V_{FO}+V_D+V_{R3})/0.71=(15+0.6+100\times10\times10^{-3})/0.71V=23.38V$$

计算变压器每匝所承受的电压 V：

$$V=\frac{V_{Bmin}}{N_P}=138.22/43V/匝=3.21V/匝$$

$$N_{S1}=V_{S1}/V=8.31/3.21=2.59\approx3$$

$N_{S2} = V_{S2}/V = 18.169/3.21 = 5.66 \approx 6$

$N_F = V_F/V = 23.38/3.21 = 7.28 \approx 7$

计算变压器一次电感 L_P

$$L_P = V_{Bmin} t_{on(max)} \times 10^{-3}/I_m = 138.22 \times 5.14 \times 10^{-3}/1.17\text{mH} = 0.607\text{mH}$$

6）计算变压器磁心气隙 δ

前面已经分析过，带气隙的磁心在一个更大的磁场强度 H 下才会产生饱和，因此磁心可经受一个更大的直流成分。另外，当 $H=0$ 时，B_r 更小，磁心的磁场强度有一个更大的可用工作范围 ΔB。最后有气隙时，导磁能力降低，导致每匝的电感量减小，绕组的总电感值减小。但是，气隙的存在减少了磁心里直流成分所产生的磁通，对磁饱和是有利的。实际上开发人员是通过气隙来调整一次电感量，选定能量传递方式的。在完全能量传递方式中，传递能量的峰值电流是很高的，开关晶体管、整流二极管和电解电容器产生的损耗也是最大的，变压器产生的损耗也是很大的。对于不完全能量传递方式，只要一次电感适中，它的峰值电流大小合理，峰值与直流有效值的比值恰当，气隙大小合理，就能得到比较好的传递方式，工作噪声小，效率会很高。

将磁心错开 0.5mm 气隙，用脉冲宽度调试仪并接在开关电源脉冲发生器的输出端，在变压器的一次侧上串接一只电流表。开关电源通电后，缓慢调整脉宽调试仪。在额定输入电压下，接好额定负载，观察电流特性波形的形状，一直调到所要求的输入电压和电流，这时再调节气隙，最后达到要求。这是快速调整气隙的方法。如果变压器不能按原设计工作在高温状态下以及元器件的误差改变了电路电感，需重新调整。

气隙 $$\delta = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_P^2 A_e}{L_P} = \frac{12.56 \times 10^{-7} \times 43^2 \times 78}{0.607}\text{mm} \approx 0.30\text{mm}$$

7）检查、测量磁心的磁感应强度和饱和区间

检查、测量磁心的最大磁感应强度是必要的，以便提供一个最大工作值和饱和值之间的合适空间。在任何条件（包括瞬时负载和高温环境）下，应避免出现磁心饱和。把输入电压设置到能控制的最低值（如 85V），负载调整到功率值为 100W，在示波器上观察变压器一次绕组的电流波形。这时慢慢减小工作频率，直到调制脉冲结束，电流突然上升，这时就是磁饱和出现的时间，记下该时间并与正常值比较，由所增加的百分比可得出磁感应强度的边界范围。此时，还应考虑在高温下磁感应强度还会降低。要求瞬时电压变化有 10% 的余地，如果保留的边界不足 10%，应增加气隙，进行调整。

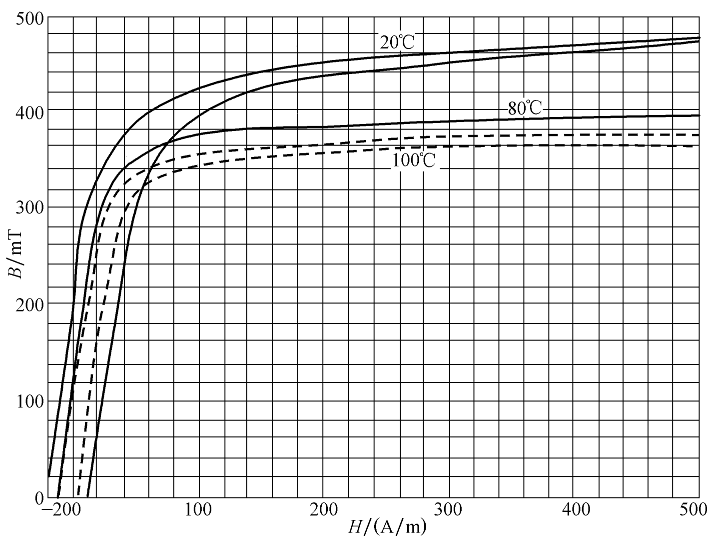


图 3-10 N27 铁氧体材料静态磁化曲线

8）计算磁饱和边界

交流磁通所产生的感应强度变化值为

$$\Delta B_{ac}=\frac{V_{Bmin}t_{on(max)}}{N_P A_e}=\frac{138.22\times5.14}{43\times78}T\approx0.21T$$

利用磁感应强度与直流磁感应强度的关系，计算直流成分 B_{dc}。假设磁心所有磁阻都集中在气隙里，可以求得直流磁感应强度 B_{dc} 为

$$B_{dc}=\mu H=\frac{\mu_0 N_P I_{dc}}{\delta\cdot10^{-3}}$$

式中，$\mu_0=4\pi\times10^{-7}$H/m；N_P 为一次绕组的匝数；I_{dc} 为有效直流电流开始导通时的电流值（A）；δ 为气隙长度（mm）；B_{dc} 为直流作用的磁感应强度（T）。

$$B_{dc}=\frac{4\pi\times10^{-7}\times43\times0.585}{0.30\times10^{-3}}T\approx0.1053T=105.3mT$$

交流和直流磁感应强度的和为磁感应强度最大值。

$$\begin{aligned}B_{max}&=\Delta B_{ac}+B_{dc}\\&=(210+105.3)mT\\&=315.3mT\end{aligned}$$

检查在100℃时的磁心材料特性的边界。从图3-10所示曲线可知 $B_S=370$mT，故设计留有余地，通过设计。应检查磁心磁通在输入电压最低和最大脉宽条件下是否临近饱和。由于输入电压较高时，脉冲宽度会变窄，所以磁心是远离饱和的。如果变压器按输入高电压宽脉冲进行设计，使磁心工作在低密度磁通的条件下，可将变压器一次绕组匝数增多，变压器的效率下降。这时开关电源控制电路应在高灵敏度状态下工作。输入高电压出现时，能快速限定脉宽或高压保护电路。一般脉宽调制是按反馈电压量来调制的，也有按电流来调制脉宽的。在脉宽比较器的输入端，用电感输出的电流信号与误差放大器输出信号进行比较来调节占空比，使输出峰值电流跟随误差电压变化而变化。有些电源在结构上有电压环、电流环双环控制系统，因此，凡具有电压调整、电流调整的开关电源的负载调整率、电压调整率和瞬态响应特性都有很大提高。

2. 方法二

变压器的设计方法有多种，下面依照上述例题介绍另一种设计方法。

（1）计算一次绕组峰值电流 I_{PK} 和一次电感 L_P

变压器在电源中起着至关重要的作用，电源的输出功率 P_o 与峰值电流 I_{PK} 的二次方、一次电感 L_P 以及工作频率成正比，即

$$P_o=\frac{1}{2}L_P I_{PK}^2 f\eta$$

而二次电压 V_P 与一次电感 L_P 和峰值电流 I_{PK} 成正比，即

$$V_P=\frac{L_P I_{PK}}{t_{on}}$$

$$t_{on}=D_{max}T$$

所以 $V_P=\dfrac{L_P I_{PK}}{D_{max}T}$

因此，$P_o/V_P = L_P I_{PK}^2 D_{max}\eta / 2L_P I_{PK}$ 化简得 $I_{PK} = \dfrac{2P_o}{V_P D_{max}\eta}$

$$L_P = \frac{V_{p(min)} D_{max} T}{I_{PK}}$$

（2）计算磁心气隙 δ（cm）

$$\delta = \frac{0.4\pi L_P I_{PK}^2}{A_e \Delta B^2}$$

（3）计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P = \frac{L_P I_{PK}}{\Delta B A_e} \times 10^3$$

（4）计算二次绕组匝数 N_S

$V_o + V_D = V_{p(min)} \dfrac{D_{max}}{1 - D_{max}} \times \dfrac{N_S}{N_P}$ 整理得 $N_S = \dfrac{(V_o + V_D)(1 - D_{max}) N_P}{V_{P(min)} D_{max}}$

（5）计算峰值电流 I_{PK}

根据上例题目数据：

$$I_{PK} = 2P_o/(V_{Bmax} D_{min}\eta) = 2 \times 47/(281 \times 0.342 \times 0.85)\text{A} = 1.151\text{A}$$

（6）计算一次电感 L_P

$$L_P = V_{Bmin} D_{max} T/I_{PK} = 138.22 \times 0.514 \times 10 \times 10^{-6}/1.151\text{H} = 0.617\text{mH}$$

（7）计算磁心气隙 δ

$$\delta = 0.4\pi L_P I_{PK}^2/(A_e \Delta B^2)$$

$$= 0.4 \times 3.14 \times 0.617 \times 1.151^2/(78 \times 0.21^2)\text{mm} = 0.298\text{mm} \approx 0.3\text{mm}$$

（8）计算一次绕组匝数 N_P

$$N_P = L_P I_{PK} \times 10^3/(\Delta B A_e) = 0.617 \times 1.151 \times 10^3/(0.21 \times 78) = 43.36 \approx 43$$

（9）计算二次绕组匝数 N_{S1}、N_{S2}、N_F

$$N_{S1} = (V_{o1} + V_D)(1 - D_{min}) N_P/(V_{Bmin} D_{min}) = (5 + 0.6) \times (1 - 0.342) \times 43/(138.22 \times 0.342)$$
$$= 3.35 \approx 3$$

$$N_{S2} = (V_{o2} + V_D)(1 - D_{min}) N_P/(V_{Bmin} D_{min}) = (12 + 0.6) \times (1 - 0.342) \times 43/(138.22 \times 0.342)$$
$$= 7.54 \approx 8$$

$$N_F = (V_F + V_D + V_{R3})(1 - D_{min}) N_P/(V_{Bmin} D_{min})$$
$$= (15 + 0.6 + 1) \times (1 - 0.342) \times 43/(138.22 \times 0.342) = 9.94 \approx 10$$

3.5 具有 LED 调光的 LM3445 脉宽调制电源

反激式开关电源是变压器的一次绕组被直流电压激励时，二次绕组没有向负载提供功率输出，只是在一次绕组的激励电压被关闭后，才向负载提供功率。由于 LED 照明拥有高效，长寿命的特点，LED 的使用越来越广泛。基于控制器 IC 的可调光要求，LED 驱动一般采用两种调光方式，即数字 PWM 调光和模拟 DC 电压调光。但相位控制的 TRIAC 白炽灯和卤素灯调光器若用 LED 调光控制，会产生 120Hz 的闪烁，而且调光范围窄。美国半导体公司推出一种离线式恒流 LED 控制器 LM3445 调光器对 LED 进行宽范围无闪烁调光，值得推广。

3.5.1　LM3445 调光的主要特点

LM3445 与同类离线式 AC/DC 恒流 LED 驱动器比较，其主要特点是在芯片上设计了 TRIAC 调光译码器电路，能检测交流电路 TRIAC 调光波形，并将其转换成控制 LED 的调光电流信号，能在 0% ~100% 的调光范围内，实现无闪烁 LED 亮度调光控制，其特征主要有：

1）交流输入电压范围为 80 ~270V，适用全球供电电压。

2）能够控制大于 1A 的 LED 电流。

3）适合配置无源功率因数校正（PFC）电路，满足“能源之星”固态照明（SSL）商业应用要求。

4）支持主/从控制功能的多芯片解决方案。

5）提供 V_{CC}欠电压锁定，过电流限制、165℃热关闭的保护功能。

6）能固定关断时间可编程、频率可调节的特殊要求。

3.5.2　LM3445 隔离反激式电源工作原理

LM3445 的内部结构如图 3-11 所示。用 LM3445 可组成 TRIAC 的反激式离线调光。这种 AC/DC 恒流 LED 驱动电路主要由 5 部分组成：TRIAC 调光器、桥式整流器、整流电路电压检测调光译码器电路、无源功率因数校正电路以及降压式（buck）DC/DC 变换电路等。

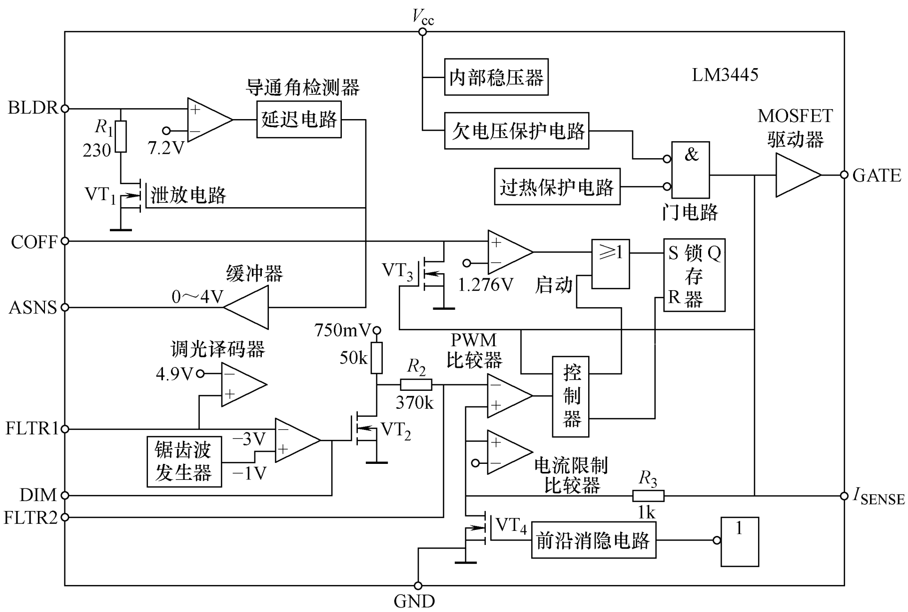


图 3-11　LM3445 内部结构框图

（1）TRIAC 调光电路

TRIAC 调光电路串接在整流桥（UR）的输入端，调光采用相位控制，如图 3-12 所示。反激式 LM3445 变换 LED 驱动原理如图 3-13 所示。R_7、R_8 和 C_{13} 值决定双向触发二极管的触发电压（32V）之前的延迟时间。对于白炽灯 R_{15}减小，使双向晶闸管的导通时间缩短，导通角增加，灯的亮度增强；反之，R_{15}增加，双向晶闸管导通角将减小，灯光变暗，通过

LM3445 的调光译码器电路，以控制 LED 串的电流，实现亮度调控。

（2）TRIAC 调光译码电路

该电路由整流电路电压检测、导通角检测和调光译码器 3 部分组成。电路电压检测是将整流的电路电压转换为电平由 LM3445 的 BLDR 脚吸收。由于 VT_1 的源极连接着电容，当电路电压降低至 15V 以下时，BLDR 脚上的电压跟随整流输出电压的升高或降低。R_{16} 和 R_{17} 的作用一是泄放 BLDR 脚上的寄生电容电压，二是为调光器提供所需要的保持电流。二极管 VD_6 和 C_{11} 的作用是保持 IC 芯片 V_{CC} 上的电压正常供电。

角度检测和调光译码器是利用双向晶闸管导通角一个门限为 7. 2V 的比较器监测信号的差值来确定是导通还是关断。比较器输出控制泄放电路并驱动缓冲器。缓冲器输出被限制了的电压信号，经滤波器滤波与斜坡相减产生的 5. 88kHz 的锯齿波比较后，触发信号去驱动片内的 MOSFET，MOSFET 的漏极信号经片内 370kΩ 与 IC 的 FLTR2 脚上的电容 C_{13} 组成低通滤波。译光器输出一个 0 ~ 750mV 的调光信号，双向晶闸管导通角从 45°到 135°改变，从而获得到了调光，如图 3-12 所示。

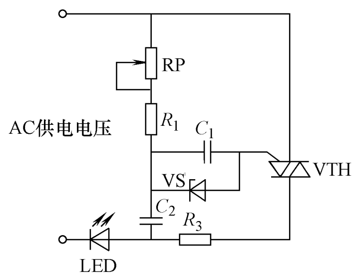


图 3-12　TRIAC 调光原理图

（3）无源功率因数校正（PFC）电路

电容 C_7、C_6 二极管 VD_2 ~ VD_4 组成部分滤波填谷式无源 PFC 电路，用来代替大电容滤波，可以改善电路功率因数，无源 PFC 电路输出电压以降压式变换作为 DC 总电路电压。C_7、C_6 采用铝电解电容。VD_1 为隔离二极管，VS_1 是瞬态抑制器，用作开机时限制冲击电流。C_9 用作滤除由于 C_7、C_6 的充放电而产生的纹波电压。无源功率因数校正电路也叫做填谷电路，功率因数高的实质是大幅度增加整流二极管的导通时间，使输入电流从尖峰脉冲改变为正弦波波形，将输入电压与输出电流同相，使功率因数提高到 0. 92 左右，但电路损耗会增加，仅适用于 20W 以下低成本的 LED 驱动电源。

（4）LM3445 隔离式电源设计

LM3445 是隔离反激式 TRIAC 调光 LED 驱动电路，如图 3-11 所示，该图 LED 驱动电源的调光性能优于白炽灯调光性能，只是 TRIAC 调光方式，可实现对数调光的最佳指标，下面对外围元器件的计算及选择方法进行设计。

输入电压：$V_i = 80 \sim 270V$（美国供电指数）

LED 负载：LED 串联，正向压降 $V_F = 3.6V$，LED 灯串电压 $V_{LED} = 3.6V \times 7 = 25.2V$

额定开关工作频率 $f = 250kHz$；LED 的驱动电流 $I_{AVG} = 400mA$；电路双向晶闸管的最大导通角为 135°；电感的纹波电流 $I_r = 0.3 \times 400mA = 120mA$；电源效率为 85%。

1）计算整流桥输出电压最低值 $V_{o(min)}$

$$V_{o(min)} = \frac{V_{i(min)}\sqrt{2}\sin135°}{2} = \frac{80V \times \sqrt{2}\sin135°}{2} = 40V$$

2）计算整流桥输出电压最大值 $V_{o(max)}$

$$V_{o(max)} = \sqrt{2}V_{i(max)} = 1.414 \times 270V = 382V$$

3）计算转换开关关断时间 t_{off}

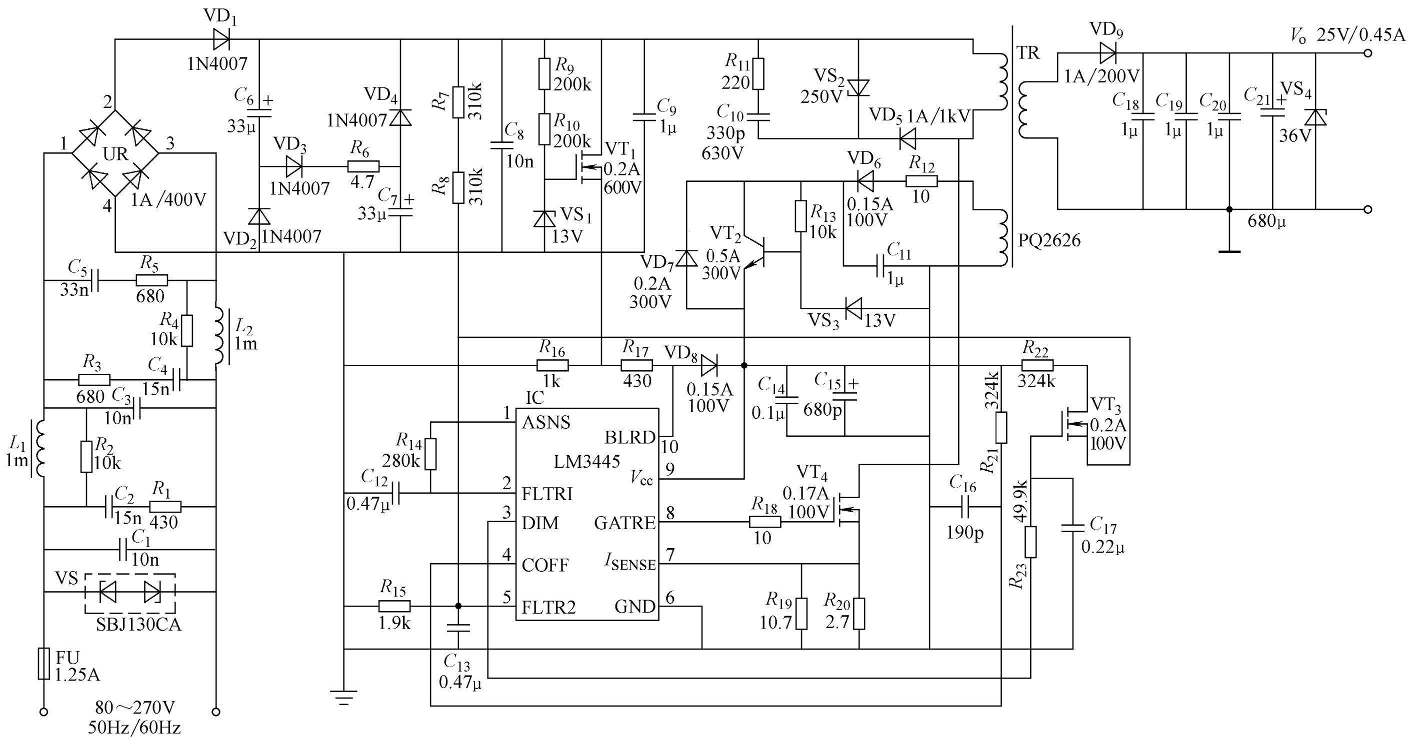


图 3-13　反激式 LM3445 变换原理图

$$t_{off}=\frac{1-\frac{1}{\eta}\times\frac{V_{LED}}{V_{CP}}}{f}$$

式中，$V_{CP}=(V_{AC(max)}+V_{AC(min)})/2=(270+80)V/2=175V$。

$$t_{off}=\frac{1-\frac{1}{0.85}\times\frac{25.2}{175\times\sqrt{2}}}{250\times10^3}s=3.52\mu s$$

4）输入最大电压的导通时间 t_{on}

$$t_{on}=\frac{\frac{1}{\eta}\times\frac{V_{LED}}{V_{CP}}}{1-\frac{1}{\eta}\times\frac{V_{LED}}{V_{CP}}}t_{off}=\frac{\frac{1}{0.85}\times\frac{25.2}{175\times\sqrt{2}}}{1-\frac{1}{0.85}\times\frac{25.2}{175\times\sqrt{2}}}\times3.52\mu s=480ns$$

5）计算旁路电容 C_{16}

$$C_{16}=I_{coL}\frac{t_{off}}{1.15}$$

式中，I_{coL}与 IC 的控制期间 VT_3 允许电流通过，为 62.5μA。

$C_{16}=62.5\mu A\times\frac{3.53\mu s}{1.15}=191pF$，取 $C_{16}=190pF$

6）计算无源功率因数校正电容 C_7、C_6 的容量

输入最低电压 $V_{i(min)}=90V$ 时，设 LED 的负载电压从 25.2V 下降到 20.0V，其维持时间为 2.4ms，则 C_7、C_6 的电容量由下式计算：

$$C_7=C_6=\frac{V_{LED}}{I_{LED}t_{off}}$$

式中，I_{LED}为电路供给 LED 灯电流。

$$I_{LED}=\frac{P_o}{V_{omin}}=\frac{10.4}{40}A=260mA$$

$$C_7=C_6=\frac{20.0V}{260mA\times2.4ms}=33.3\mu F$$

C_7、C_6 取 33μF 标准电容。

7）计算变换电源的工作频率 f

$$f=\frac{1-\frac{1}{\eta}\times\frac{V_{LED}}{(V_{i(max)}+V_{i(min)})/2}}{t_{off}}=\frac{1-\frac{1}{0.85}\times\frac{25.2}{(270+80)\sqrt{2}/2}}{3.52}MHz=250kHz$$

额定开关工作频率与设计目标一致，符合设计要求。

3.5.3 高频变压器设计

本节电路的特点是反激式电能传输，一次绕组由电流电压激励方式向二次绕组传递，它是在一次绕组的励磁电压关闭后进行脉宽调制转换。LM3445 的工作频率高、调光速度快，无闪烁、浅光出现，因此，对变压器的主要参数设计要求高。

输出电能参量：$V_o=25V$，$I_o=0.45A$，$V_{rip}<4\%$。

输入电能参量：$V_{i(min)}=85V$（AC），$V_{i(max)}=270V$（AC），$f=250kHz$，$\eta=85\%$。

查表 3-1，$V_{Bmax}=243.56V$，$V_{Bmin}=120.19V$。按上节公式，$n=(120.19-10)/[(25+0.4)\times0.85]=5.104$。

$$D_{max}=1/\left(\frac{V_{Bmin}}{V_o n}+1\right)=1/\left(\frac{120.19}{25\times5.104}+1\right)=0.515$$

$$t_{o(max)}=D_{max}T=0.515\times\frac{1}{250\times10^3}s=2.06\mu s$$

$$D_{min}=1/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_o n}+1\right)=1/\left(\frac{243.56}{25\times5.104}+1\right)=0.344$$

$$t_{on(min)}=D_{min}T=0.344\times\frac{1}{250\times10^3}s=1.38\mu s$$

$$P_o=V_oI_o=25\times0.45W=11.25W$$

$$P_i=P_o/\eta=11.25/0.85W=13.235W$$

$$I_{PO}=P_i/V_{Bmin}=13.235/120.19A=0.11A$$

1. 方法一

（1）变压器一次绕组峰值电流的计算

$$I_{PK}=I_{PO}/D_{min}=0.11/0.344A=0.320A$$

（2）计算高频变压器一次电感量

$$L_P=V_{Bmax}D_{min}/(I_{PK}f)=243.56\times0.344/(0.320\times0.250\times10^3)mH=1.047mH$$

（3）计算变压器一次绕组匝数

根据电路的工作频率和输入功率，查表 2-3 选用 EE-19，$A_e=20mm^2$，磁心的磁感应强度是随着温度和工作频率而变化的，对一般形状、材质的铁氧体磁心，在温度 100℃时它的磁感应强度为 350mT，有 60% 的饱和值：$\Delta B_{ac}=350\times0.6mT=210mT$。可用经验公式选用磁心型号。计算磁心截面积 $A_e=K\sqrt{P_i}=5\times\sqrt{14.063}mm^2=18.75mm^2\approx20mm^2$。式中，$K$ 为磁心选用系数，K 约为 5～11 不等，分五个等级：5～20W，$K=5$；20～50W，$K=7$；50～110W，$K=10$；100～150W，$K=10.5$；150W 以上，$K=1.1$。

$$N_P=V_{Bmax}t_{on(min)}/(A_e\Delta B)=243.56\times1.38/(0.21\times20)=80.03\approx80$$

（4）计算变压器二次绕组匝数

$$V_S=(V_o+V_D)/K=(20+0.6)/0.707V=29.137V$$

$$N_S=V_SN_P/V_{Bmax}=29.137\times80/247.31=9.43\approx9$$

（5）计算变压器气隙

$$\delta=4\pi\times10^{-7}\times N_P^2A_e/L_P=3.14\times4\times10^{-7}\times80^2\times20/1.047mm=0.15mm$$

2. 方法二

变压器的设计方法有多种，计算结果不尽相同，但要求误差不能太大，否则，不知哪种结果正确。

（1）计算变压器一次绕组的峰值电流 I_{PK}

从电工学可知，变压器的输出功率 P_o 与一次绕组电感量 L_P 和工作频率 f 及流过绕组的峰值电流的二次方 $I_{PK}{}^2$ 成正比，有 $P_o=\frac{1}{2}L_PfI_{PK}{}^2\eta$。

若电源工作在不连续工作模式，开关管在导通时间 t_{on} 内的电流 I_P 由 0 至 I_{PK} 变化，则感应到变压器一次绕组的电压 V_B 就有：$V_B = L_P I_{PK}/t_{on}$，因为 $t_{on} = D_{min}T$，所以，$V_B = L_P I_{PK}/(D_{min}T)$，两式相除

$$\frac{P_o}{V_S}=\frac{L_P I_{PK}^2 D_{min}\eta}{2L_P I_{PK}}$$

$$I_{PK}=2P_o/(V_B D_{min}\eta)$$

$$I_{PK}=2\times11.25/(243.56\times0.344\times0.85)=22.5/71.217=0.316\text{A}$$

（2）计算变压器一次绕组电感量 L_P

$$L_P=2P_oD_{min}^2/(I_{PO}^2f\eta)=2\times11.25\times0.344^2/(0.11^2\times250\times10^3\times0.85)\text{H}=1.036\times10^{-3}\text{H}=1.036\text{mH}$$

（3）计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P=L_PI_{PK}/(\Delta BA_e\times10^{-3})=1.036\times0.316/(0.21\times20\times10^{-3})=0.078\times10^3=78$$

（4）计算变压器磁心气隙

$$\delta=0.4\pi L_PI_{PK}^2/(\Delta B^2A_e)=1.256\times1.036\times0.316^2/(0.21^2\times20)\text{mm}=0.15\text{mm}$$

3. 方法三

（1）计算变压器一次绕组的峰值电流

$$I_{PK}=P_o/(V_{Bmin}D_{min}\eta)=11.25/(120.19\times0.344\times0.85)\text{A}=0.320\text{A}$$

（2）计算一次绕组电感

$$L_P=V_{Bmin}^2D_{max}t_{on(min)}/(P_o\eta)=120.19^2\times0.515\times1.38\times10^{-6}/(11.25\times0.85)\text{H}$$
$$=1.074\text{mH}$$

（3）计算变压器一次绕组匝数

$$N_P=L_PD_{max}/10^2/(0.4\pi\sqrt{I_{PK}})=1.074\times0.515\times10^2/(1.256\sqrt{0.32})$$
$$=55.311/0.711=77.8\approx78$$

（4）计算变压器磁心气隙

$$\delta=4\pi\times10^{-4}I_{PK}N_P/\Delta B=12.56\times10^{-4}\times0.32\times78/0.21\text{mm}=0.15\text{mm}$$

以上三种对变压器计算，结果相差很小，说明计算公式是正确的，后面还要对各种变压器进行核对验算。

3.6 具有零电压谐振、高效率、低辐射的 L6598 脉宽调制电源

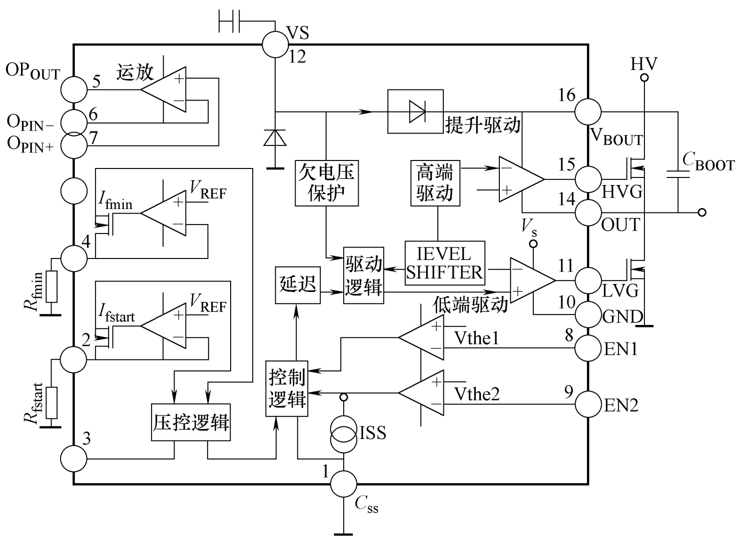
交流电路变换，是以一种拓扑形式展现多种形式的电源电路，用零电压谐振、脉宽调制的方式进行变换，变换的结果是功率开关的电压电流利用效率等比其他的变换形式具有明显优点。半桥式、全桥式变换电路是目前国内外各种变换电路中最常用的电路拓扑形式之一，在大中功率应用场合更是首选这种拓扑电路。

移相 PWM 调制方式是近年来在半桥式、全桥式变换电路拓扑中广泛应用的一种软开关控制方式，这种控制方式实际上是谐振变换技术与常规 PWM 变换技术的结合，其基本原理是两个桥臂的开关管在 180°互补导通，两个桥臂相差一个相位，即移相角，通过调整移相角的大小调节输出电压脉冲宽度，这样，变压器二次侧得到可调的交流方波电压。

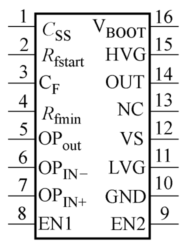
3.6.1 零电压谐振变换的工作原理

零电压开关电源是一个全系统闭环的系统，谐振开关电源与传统的 PWM 开关电源相同，不同的是它在 DC/DC 变换电路中采用了软开关技术，它是在 PWM 变换基础上加进谐振电感和谐振电容，由于运行工作中的振荡时间只占开关周期的一部分，剩余时间在非谐振状态，所以称之为准谐振变换器。准谐振变换器分两种：一种是零电压开关，另一种是零电流开关。零电流开关的特点是保证运行中开关管在关断信号之前，管中的电流下降到零；零电压开关的特点是保证开关管在开通信号来到之前，管子两端的电压下降到零。半桥式谐振变换器如图 3-14a 所示。这种谐振电路的主要优点是 MOSFET 上不出现损耗，因它的寄生二极管携带电流跨过 MOSFET 时，在上面流过的正向电流为零，当关断时，也被 MOSFET 上的极间电容旁路掉，它不需另加电阻放电。

L6598 是一种具有高集成度的控制 IC，它能驱动功率 MOS 管或 IGBT，在半桥拓扑中具有压控振荡、软启动、功能运放及各种保护。电路外部使用很少元器件，就能达到良好的使用功能。



a) L6598内部结构框图



b) L6598引脚

图 3-14 L6598 内部结构框图

电路由谐振式半桥脉宽调制电路、输出整流滤放电路、电压反馈取样电路组成。

3.6.2 L6598 电路性能特点

L6598 构成的零电压谐振变换器转换效率高、开关损耗小、对周围环境造成的电磁干扰与辐射干扰很低。电路使用了开启时的 ZVS、ZCS 技术和关断时的 ZVS 技术，是一种电路简单、设计新颖的电路电源。图 3-14b 是它的引脚功能。

1 脚：软启动定时电容，提供软启动功能，C_{SS}决定软启动时间。

2 脚：最大振荡频率设置。与地之间外接一电阻，作为起始频率设置，此端电压有效值为 2V。

3 脚：振荡频率设置，正常时，该脚呈现三角波。

4 脚：最低工作频率设置，由电阻连接到地，该电压为 2V。

5 脚：运算放大器输出。为完成反馈控制可以接到 4 脚。

6 脚：运算放大器反向输入端。

7 脚：运算放大器同相输入端。

8 脚：此脚闭锁状态。高电平有效，开锁阈值为 0.6V，具有短路或开路信号状态保护。

9 脚：该脚电压达 1.2V 时激活，激活后将启动软启动程序。该脚电压一般高于 8 脚电压，当低于 8 脚电压时，8 脚将取消锁定状态。

10 脚：接地。

11 脚：低边驱动输出，该脚连到功率 MOS 管的栅极，连接一只电阻，以降低峰值驱动电流。

12 脚：芯片供电电源，外接一滤波电容，电压控制在 15.6V。

13 脚：空脚。它增加片内高低压之间的距离，增强绝缘。

14 脚：高边驱动浮地，接驱动 MOS 管的源极。

15 脚：高边驱动输出，接高边驱动 MOS 管的栅极。

16 脚：提升高压端，外接一提升电容到 14 脚，完成与低边同步 MOSFET 的驱动。

输入电压为 90～135V（AC），交流频率为 60Hz，为美洲国际电源标准，经倍压整流，输出参数：24V/35A、18V/5A，输出功率为 174W。整流滤波输出电压，经 R_3 降压、又经 R_4、R_5 分压，供给 IC_1 的 8 脚开锁电压。另一分压供给 IC_1 的 12 脚，经电容 C_8 滤波供给 IC_1 的工作电压。电源启动后，其工作频率由 C_{11} 和 R_6 决定。图 3-15 是等效原理图。半桥式变换电路由开关管 VT_1、VT_2 及谐振电感 L_2、磁化电感 L_3、谐振电容 C_{16}、C_{17} 组成。实质上 VT_1、VT_2 及 C_{16}、C_{17} 是组成电桥的四个桥臂，L_2 是连接四个桥臂的平衡电感。当电路输出平衡时 VT_1、C_{17} 与 VT_2、C_{16} 的电压是相等的，当输出电压发生变化出现不等时，两个桥臂也出现电压不等，这样在高频变压器的一次绕组 N_P 输入不平衡电压，此电压经变压器电磁耦合到二次绕组，二次绕组所感应的电压经全波整流，电容滤波，输出适合设计要求的电压。

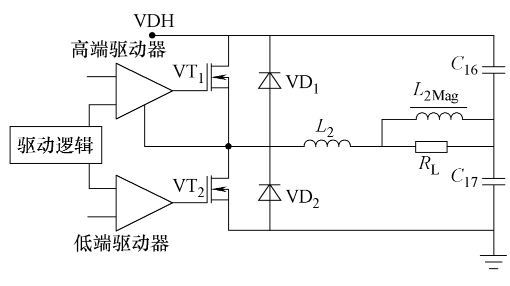


图 3-15 零电压谐振等效电路

图 3-16 中的 R_{13}、R_{15} 分别是开关管 VT_1、VT_2 的栅极限流电阻，从 IC_1 的 11 脚、15 脚输出驱动电流，经两只电阻形成驱动电压。R_{14}、R_{16} 是 VT_1、VT_2 下偏置电阻。R_{19} 是桥臂下的正反馈采样电阻，检测输出功率的变化，及时调整占空比，还兼有过电流保护的作用。R_{11}、C_{15} 具有最低振荡频率的功能，其振荡频率大于 25kHz，否则将工作频率闭锁，关闭触发脉冲输出，电源停止工作。C_{12} 是软启动电容。C_{11} 为本机振荡频率设置电容，用作电源初始启动频率。

3.6.3 L6598 电路元器件及主要工作参数计算

1. 最低振荡频率 f_{min} 的计算

$$f_{\min} = \frac{1}{T} = \frac{2I_{\text{osc}}}{Cf\Delta V_{\text{C}}}$$

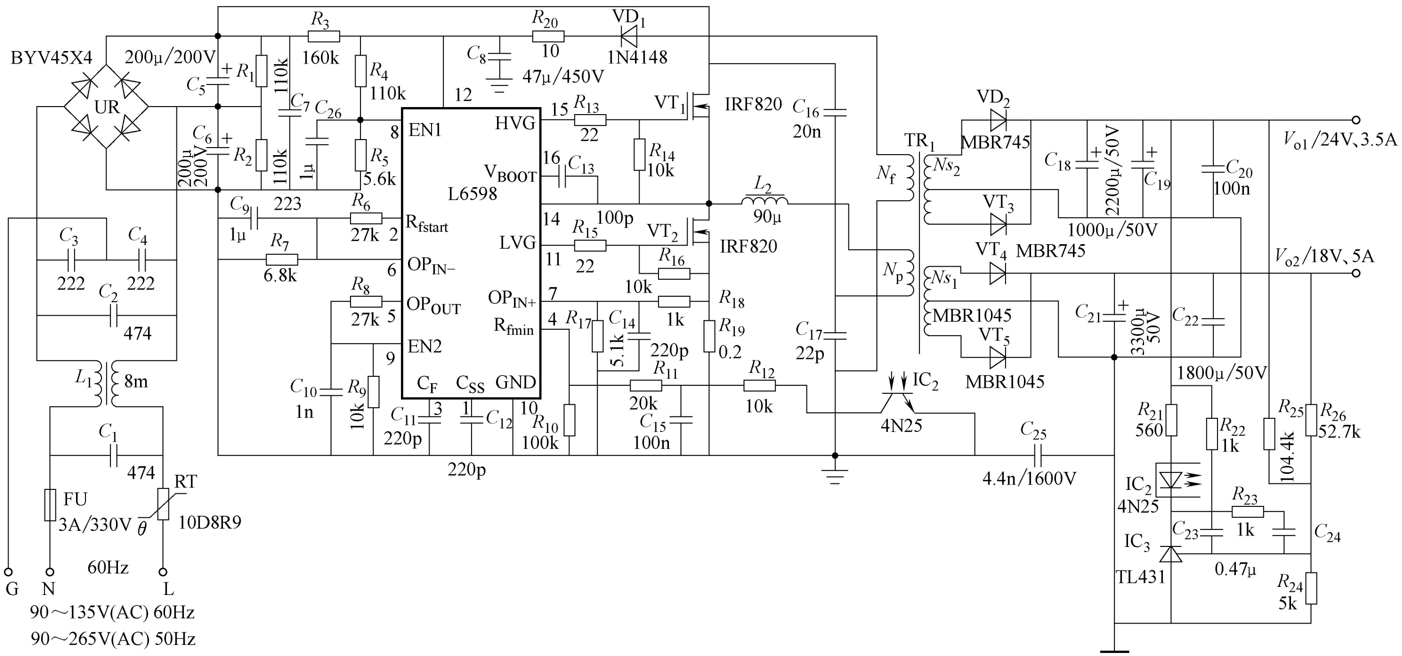


图 3-16　零电压谐振 L6598 脉宽调制电路原理图

振荡电流 I_{osc} 馈送到振荡器里，最低振荡频率与振荡电容 C_{11} 和振荡三角波频率 f 及振荡器低谷电压 ΔV_C 成反比。

2. 输出峰值电流 I_{oPK}、有效电流 I_{orms} 及波动电流 I_{crms} 的计算

峰值电流和有效电流及波动电流分上、下两种电流。

$$I_{o1PK}=I_{o1}\frac{\pi}{2}=3.5\times\frac{3.14}{2}\text{A}=5.495\text{A},\ I_{o2PK}=I_{o2}\frac{\pi}{2}=5\times\frac{3.14}{2}\text{A}=7.85\text{A}$$

$$I_{o1(rms)}=I_{o1PK}/\sqrt{2}=5.495/\sqrt{2}\text{A}=3.886\text{A},\ I_{o2(rms)}=I_{o2PK}/\sqrt{2}=7.85/\sqrt{2}\text{A}=5.552\text{A}$$

$$I_{crms1}=\sqrt{I_{o1(rms)}^2-I_{o1}^2}=\sqrt{3.886^2-3.5^2}\text{A}=1.688\text{A}$$

$$I_{crms2}=\sqrt{I_{o2(rms)}^2-I_{o2}^2}=\sqrt{5.552^2-5.0^2}\text{A}=2.413\text{A}$$

3. 输出纹波电压 V_{RL} 的计算

计算等效串联电阻 R_{ERS}，输出电压 V_{o1} 经等效电容 C_{18}、C_{19}、C_{20} 三次滤波后，设输出电压上下波动只有 1.5%，即 $V_{RLL1}=24\text{V}\times1.5\%=360\text{mV}$，则输出等效电阻 $R_{ERS1}=V_{RLL1}/I_{o1PK}=360\times10^{-3}/5.495\Omega=65.5\text{m}\Omega$，输出纹波电压 V_{RL} 是在电容内部所消耗的功率 $P_{co1}=I_{o1(rms)}^2R_{ERS1}=3.886^2\times65.5\times10^{-3}\text{W}=0.989\text{W}$。计算输出电压 V_{o1} 的纹波电压 V_{RL1}：

$$V_{RL1}=\sqrt{R_{ERS1}P_{co1}}=\sqrt{65.5\times10^{-3}\times0.989}\text{V}=255\text{mV}$$

输出电压 V_{o2} 经等效电阻容 C_{21}、C_{22} 两次滤波后，设输出上下波动为 2%，即 $V_{RLL2}=18\text{V}\times2\%=360\text{mV}$，则 $R_{ERS2}=V_{RLL2}/I_{o2PK}=360\times10^{-3}/7.85\Omega=45.9\text{m}\Omega$。电容所消耗功率 $P_{co2}=I_{o2(rms)}^2R_{ERS2}=5.552^2\times45.9\times10^{-3}\text{W}=1.415\text{W}$。

计算输出电压 V_{o2} 的纹波电压 V_{RL2}：

$$V_{RL2}=\sqrt{R_{ERS2}P_{co2}}=\sqrt{45.9\times10^{-3}\times1.415}\text{V}=255\text{mV}$$

4. 倍压整流电容 C_5、C_6 的计算

输出功率 $P_o=V_{o1}I_{o1}+V_{o2}I_{o2}=24\times3.5\text{W}+18\times5\text{W}=174\text{W}$

输入最低直流电压 $V_{i(min)}=90\sqrt{2}\text{V}=127.26\text{V}$

输入最高直流电压 $V_{i(max)}=135\sqrt{2}\text{V}=190.89\text{V}$

整流二极管的导通角为 36°，根据图 1-35 可知：

整流半波周期 $T_B=1/(2T)=1/(2\times60\text{Hz})=8.333\text{ms}$

在 90°的周期时间为 $T_B/2=8.333\text{ms}/2=4.167\text{ms}$

设整流波在 36°的时间为 x，根据图 1-35 得到 $90:4.167=36:x$，$x=36\times4.167\text{ms}/90=1.667\text{ms}$，所以充电时间为 $t_c=4.167\text{ms}-1.667\text{ms}=2.5\text{ms}$。

$$\begin{aligned}C_5+C_6&=2.5\times10^5\cdot P_o\cdot2\pi\left(\frac{1}{2f}-t_c\times10^{-3}\right)/\ (V_{i(max)}-V_{i(min)})^2\\&=2.5\times10^5\times174\times6.28\times\left(\frac{1}{2\times60}-2.5\times10^{-3}\right)/(190.89-127.26)^2\mu\text{F}\\&=393.6\mu\text{F}\end{aligned}$$

取400μF，C_5、C_6 分别为200μF/400V。

5. 泄放电阻 R_1、R_2 的计算

设电源工作效率 $\eta=0.9$。

输入有效电流 $I_{ds}=P_i/V_{i(min)}=P_o/(\eta V_{i(min)})=174/(0.9\times127.26)A=1.519A$

$$D_{min}=\frac{V_{i(min)}}{V_{OR}+V_{i(min)}-V_{B(on)}}=\frac{90}{135+90-10}=0.419$$

$$D_{max}=\frac{V_{OR}}{V_{OR}+V_{i(min)}-V_{B(on)}}=\frac{135}{135+90-10}=0.628$$

输入平均电流 $I_{dc}=I_{ds}D_{ave}=I_{ds}\cdot\frac{D_{min}+D_{max}}{2}=1.519A\times(0.419+0.628)/2=0.795A$

计算滤波电容的负载电阻 $R_{LC}=V_{i(min)}/I_{dc}=127.26/0.795\Omega=160.08\Omega$

设输入低通滤波电阻阻抗 $R_S=10\Omega$，则滤波器的阻抗比值为 $R_S/R_{LC}=10/160.08=0.0625$。

计算充电电流 I_{aca}。整流电路每半周时间 2.5ms 对滤波电容充电，其充电电流 $I_{aca}=t_c\cdot I_{acp}/T_c$，根据阻抗比值 0.0625 查图 1-36 查到 $I_{ac}/I_{dc}=0.85$，则 $I_{ac}=0.85I_{dc}=0.85\times0.795A=0.676A$。又由图 1-37 查出 $I_{acp}/I_{ac}=2.95$，则低通输入交流峰值电流 $I_{acp}=2.95I_{ac}=2.95\times0.676A=1.994A$。电源工频周期 $T_c=\frac{1}{f}=\frac{1}{60Hz}=16.67ms$，所以充电电流 $I_{aca}=2.5\times10^{-3}\times1.994/(16.67\times10^{-3})\ A=0.299A$。

电容放电电流 95% 以上向电容负载提供电能，以 8 次整流谐波向负载放电。放电电流 I_a 与滤波电容量成正比，而与供电频率周期及充电电流 I_{aca} 成反比，即 $I_a=\pi C\times10^{-6}/\left[I_{aca}\left(\frac{1}{2T}-t_c\right)\right]=200\times3.14\times10^{-6}/[0.299\times(8.333-2.5)\times10^{-3}]A=360mA$。

向 R_1、R_2 以 1% 放电，$I_b=1\%I_a=360mA\times0.01=3.6mA$，则 $R_1=R_2=2V_{i(max)}/I_b=2\times190.89/(3.6\times10^{-3})=106.1\times10^3\Omega\approx110k\Omega$。

6. 反馈取样电阻 R_{25}、R_{26} 的计算

总反馈电流 $I_F=V_{REF}/R_{24}=2.5/(5.0\times10^3)A=500\times10^{-6}A=500\mu A$。

两路电流反馈系数 $K_1=I_{o1}/(I_{o1}+I_{o2})=3.5/(3.5+5)=0.412$，$K_2=I_{o2}/(I_{o1}+I_{o2})=5/(3.5+5)=0.588$。

计算各路反馈电流 $I_{F1}=K_1\cdot I_F=0.412\times500\mu A=206\mu A$，$I_{F2}=K_2\cdot I_F=0.588\times500\mu A=294\mu A$。

计算 R_{25}、R_{26} 的阻值 $R_{25}=(V_{o1}-V_{REF})/I_{F1}=(24-2.5)/(206\times10^{-6})\Omega=104.4k\Omega$，$R_{26}=(V_{o2}-V_{REF})/I_{F2}=(18-2.5)/(294\times10^{-6})\Omega=52.7k\Omega$。

7. 最高频率设置电阻 R_6+R_7 和最低频率设置电阻 R_{11} 的计算

设启动开关频率 $f_{Start}=250kHz$，最低开关频率 $f_{min}=68kHz$，谐振频率 $f_{res}=84kHz$，$C_{13}=220pF$。

$$R_{11}=\sqrt{2}/(f_{min}C_{13})=\sqrt{2}/(68\times10^3\times220\times10^{-12})\Omega=94.5k\Omega\approx100k\Omega$$

$R_6+R_7=\sqrt{2}/[(f_{Start}-f_{min})C_{13}]=\sqrt{2}/[(250-68)\times10^3\times220\times10^{-12}]\Omega=35.3k\Omega$，这是最小值，选 35kΩ。

重新计算 f_{min} 及 f_{Start}，将 $R_{11}=100k\Omega$ 代入计算：$f_{min}=\sqrt{2}/(R_{11}C_{13})=\sqrt{2}/(100\times10^3\times220\times10^{-12})Hz=64.3kHz\approx64kHz$。

按图 3-16 上的 $R_6+R_7=27\text{k}\Omega+6.8\text{k}\Omega=33.8\text{k}\Omega$ 计算起始频率，代入计算：$R_6+R_7=\sqrt{2}/[(f_{\text{Start}}-f_{\min})C_{13}]$，$f_{\text{Start}}=\dfrac{\sqrt{2}}{(R_6+R_7)C_{13}}+f_{\min}$，则

$$f_{\text{Start}}=\left(\frac{\sqrt{2}}{33.8\times10^3\times220\times10^{-12}}+64\times10^3\right)\text{Hz}=254156\text{Hz}\approx254\text{kHz}$$

3.6.4 高频变压器设计

根据磁心的窗口面积计算来选用磁心的型号。

$$A_{\text{cp}}=\left[\frac{11.3P_{\text{in}}}{K\Delta Bf_{\text{cp}}}\right]^{1.71}$$

式中，K 为电源变换种类，对半桥式变压器 $K=0.165$；$\eta=0.9$，$P_{\text{in}}=P_{\text{o}}/\eta=174/0.9\text{W}=193.33\text{W}$；$\Delta B=0.32\text{T}$；$f_{\text{cp}}=(f_{\text{Start}}+f_{\min})/2=(254+64)\text{kHz}/2=159\text{kHz}$。代入公式：

$$A_{\text{cp}}=\left[\frac{11.3P_{\text{in}}}{K\Delta Bf_{\text{cp}}}\right]^{1.71}=\left[\frac{11.3\times193.33}{0.165\times0.32\times159\times10^3}\right]^{1.71}\text{cm}^2=0.0999\text{cm}^2$$

根据 A_{cp} 数据查表 5-1 选用磁心 EC41/19/12，$A_{\text{e}}=121\text{mm}^2$。

$$N_{\text{P}}=V_{\text{Bmin}}\times10^4/(2f_{\min}\Delta BA_{\text{e}})=174.28\times10^4/(2\times64\times10^3\times0.31\times1.21)=36$$

计算变压器二次电压：$V_{\text{S1}}=(V_{\text{o1}}+2V_{\text{D}})/\sqrt{2}=(24+2\times0.4)/\sqrt{2}\text{V}=17.539\text{V}$，$V_{\text{S2}}=(V_{\text{o2}}+2V_{\text{D}})/\sqrt{2}=(18+2\times0.4)/\sqrt{2}\text{V}=13.3\text{V}$。式中因为是全波整流滤波，所以除以$\sqrt{2}$。

计算每匝线圈的电压值：$n=V_{\text{Bmin}}/N_{\text{P}}=174.28/36\text{V/匝}=4.8\text{V/匝}$。

计算变压器二次匝数 N_{s}：$N_{\text{S1}}=V_{\text{S1}}/n=17.539/4.8=3.65\approx4$，$N_{\text{S2}}=V_{\text{S2}}/n=13.3/4.8=2.77\approx3$。

3.7 具有高效率、高可靠性、低成本的 IR3842 脉宽调制电源

IR3842 是“绿色”电流型脉宽调制电源，在电源适配器领域占有很大使用量，它具有高效率、高可靠性和低成本及完善保护功能，深受用户欢迎。原理如图 3-17 所示，电路由低通滤波电路、PWM 调制电路、斜坡补偿电路、输出整流滤波电路、反检测控制电路、过电压、过电流、短路保护电路、恒功率输出电路组成。

3.7.1 IR3842 芯片特点

IR3842 为电流控制型开关集成电路，具有外接元器件少、良好的线性调整率和负载调整率，电压调整率达 0.01%，可与线性稳压器相比；同时该控制 IC 具有过电流保护、过电压保护、欠电压限定等功能。

IR3842 为 DIP8 封装，它的引脚功能特点如下：

1 脚：误差放大器输出端，作环路补偿，经过 RC 滤波后与输入端构成闭环，保证环路稳定。

2 脚：电压反馈端，开关电源输出电压经过分压电阻取样送入该引脚，从而调整输出电压的高低。

3 脚：过电流检测端，主要用于检测开关管的最大电流，调整输出电流的高低，避免开

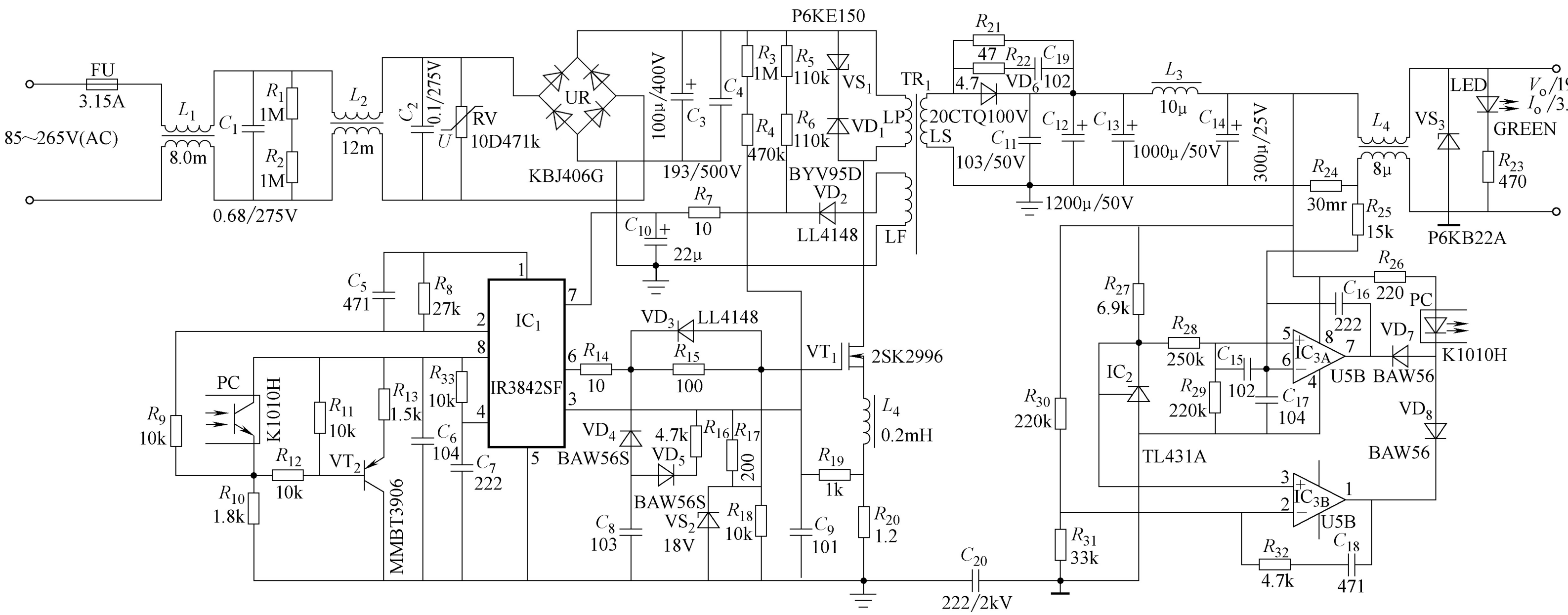


图 3-17 具有高效率、高可靠性的 IR3842 脉宽调制原理图

关管和高频变压器因过电流而损坏。

4 脚：接定时电容和电阻，确定振荡频率，工作最高频率达到500kHz，为电源小型化创造了条件。

5 脚：地电位。

6 脚：输出端，片内有两只晶体管组成功率放大电路，以 500mA 的驱动电流，直接驱动场效应晶体管。

7 脚：供电电源端，具有欠电压锁定功能，它的最低启动电流为 0.5mA、启动电压为 16V、供电电压为 18V、关闭电压为 10V。

8 脚：5V 基准电压输出端，同时在 IC 内部经 R_3、R_4 分压为 2.5V，经误差放大器检测为基准电压。

图 3-18 为 IR3842 内部结构框图，包括有基准电压稳压源、误差放大器、脉冲宽度比较器、锁存器、振荡器、脉宽调制器、脉冲输出驱动级等，同类产品有 SG3842N、CM3842、LM3842、MC3842 等，芯片启动电压大于 16V，电源延时启动后进入工作状态，工作电压在 10～34V 之间，负载电流为 15mA。超过正常工作电压，开关电源进入欠电压或过电压保护状态，此时 IC 无驱动脉冲输出。片内设有 5V、50mA 基准电压源，经 2∶1 分压作取样基准电压。输出的驱动脉冲既可驱动双极型晶体管，也可以驱动 MOS 场效应晶体管。若驱动 MOS 场效应晶体管，振荡频率由外接 RC 元件完成，工作频率最高可达 500kHz。

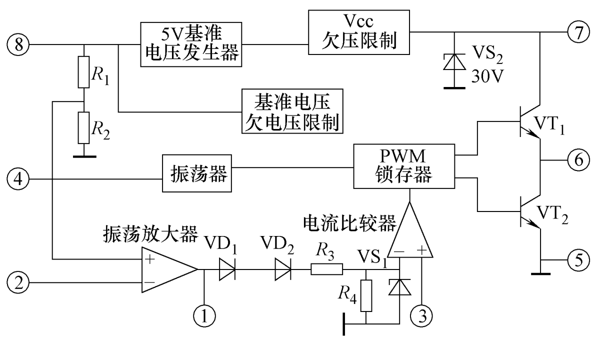


图 3-18 IR3842 结构框图

内设过电流保护输入（3 脚）端和误差放大器输入端（1 脚），两个脉宽调制（PWM）控制端，误差放大器输入端是主脉宽调制，过电流检测输入后，可对脉冲进行逐个控制，使输出电压调整率达到0.01%。如果3 脚电压大于1V 或1 脚电压小于1V，脉宽调制比较器输出高电平，使锁存器复位，直到下一个脉冲到来时才重新置位。内部振荡器由 4、8 两脚外接电阻电容设定。同时内部基准电压通过 4 脚引入外部电路同步。当电阻的设定值大于 5kΩ 时，电容的充电时间远大于放电时间，其振荡频率可根据公式算出：$f=1.8/(RC)$。

3.7.2 IR3842 电路工作原理与应用

1. 低通滤波 EMI 抑制电路

交流50Hz 电压，通过 L_1、C_1、L_2、C_2 两级滤波，最后到达 UR 桥式整流，如图3-17 所示。此级电路的主要用途不是滤波，而是抑制或消除辐射干扰和传导干扰。为了保护人身安全及电源不被损坏，电路安装了灭弧熔丝 FU 及压敏电阻 RV。L_1 是输入第一级 FMI 抑制电感，L_1 采用高磁导率磁心，绕制的匝数较多，电感量稍大，用于抑制中、低频电磁干扰和电源本身所产生的传导干扰。C_1、L_2、C_2 组成第二级 π 形滤波抑制电路。L_2 的电感量比 L_1 低，主要抑制中、高频电磁干扰，抑制干扰能量的高低与 PCB 的布线合理性有很大关系。压敏电阻 RV，不仅是保护电源安全，还为降低谐波含量、提高功率因数起到一定的作用。

2. 桥式整流滤波及功率转换电路

UR 是桥式整流，整流后的 100Hz 脉动电压经电容 C_3 滤波，其整流后高次谐波进入 C_4 旁路，使输出达 375V 的直流电压为后面电路的纹波电流减少创造条件。IR3842 的功率转换是这样的：从 L_3 的输出电压，取出一信号电压与 IC_2 的 2.5V 基准电压比较，其差值经光耦合器 PC 进入 IC_1 的 8 脚，见图 3-18，信号电压经片内 R_1、R_2 分压，分压信号进入振荡放大器放大后，又与片外检测电流比较，转换脉宽调制，PWM 的电压再次驱动放大由 6 脚输出推动 VT_1 的栅极，调制脉冲的宽窄就是改变二次绕组输出电压的高低。图中 VS_1、VD_1 是网络吸收回路；R_5、R_6 为电源启动电阻，启动时间的长短由滤波电容 C_{10} 及向 C_{10} 充电电流的大小决定；随着输入电压的波动和输出负载轻重的变化，功率转换电路将及时地调制脉冲宽度，并在调整过程中，实施各种保护，这就是 PWM 的工作原理。

3. 斜坡补偿电路

当触发脉冲的上升沿接近触发电平时，如果有干扰脉冲混入电路，开关管就可能提前导通，结果造成开关电源工作不稳定。占空比越大，上升沿越平缓，电源的稳定性越差。为了保证占空比大于 0.5 时开关电源能稳定工作，需要对电路进行斜坡补偿。斜坡补偿的方式有多种。图 3-17 中的定时电容 C_7 将它的充电电压波形与电流取压电阻 R_{20} 的电压波形相叠加。VT_2 是斜坡补偿晶体管，VT_2 的集电极接到 R_{16} 直至 IC_1 的 3 脚，C_7 的充电电压与 R_{20} 的采样电压叠加，两条波形叠加后的波幅大大增加，整个曲线的斜坡坡度增大，使触发电平的斜坡曲线急速上升，这样，在同样位置的同样波幅的干扰脉冲，就不能使开关电源提前导通，从而有效地保证了开关电源稳定的工作。

4. 反馈检测电路

反馈检测电路由电流放大器 IC_{3B}、IC_2、PC、VD_7、R_{30}、R_{31} 等组成。R_{27} 与 IC_2 构成 2.5V 基准电压，该电压加到 IC_{3B} 的 3 脚同相输入端，反相输入由电阻 R_{30}、R_{31} 分压取得，分压电压加到 IC_{3B} 的 2 脚。若输出电压发生变化，2 脚电压也发生变化，使 PC 的发光二极管的电流跟着发生变化，这时光敏晶体管的集电板电流也紧跟其变化，PWM 的占空比也随之进行调节，最终使输出电压达到稳定的目的。R_{32}、C_{18} 是运算放大器反相输入环路补偿元件。IC_{3B} 的 3 脚是电压采样输入端，由它来调整输出电压的稳定。IC_{3A} 的 6 脚是电流采样输入端，由它来调整负载电流的稳定。

5. 过电压、过电流保护电路

当输出负载过大时，瞬态电压抑制器在大电流作用下将会反向击穿，同时电流检测电阻 R_{22} 会产生高电压，此电压送到 IC_{3A} 的 6 脚，它与 5 脚的基准电压比较，从 7 脚输出低的控制电压，PC 发光二极管发出强光，PC 接收晶体管转换为高的电流从 IC_1 的 8 脚输入，促使 IC_1 片内的 PWM 锁存器关闭，触发脉冲消失，电源工作停止，实施过电流保护。同时，由于负载电流超出设计值，通过高频变压器耦合，开关管的源极电流上升，R_{20} 检测电压上升，通过 R_{19} 引起 IC_1 的 3 脚电压上升。当该电压超过 1V 时，IC_1 将关闭 6 脚输出，第二次起到过电流保护时作用。当输出端发生短路时，电路将自动进入“打嗝”模式，故障排除后电路自动复位。

3.7.3 IR3842 电路主要元器件参数计算

1. 电源启动电阻 R_5+R_6 的计算

高压直流经 R_5、R_6 降压向电容 C_{10} 充电，当充电电压达到 16V 时，IC_1 片内各单元工作

启动，随之振荡开始，使在绕组 N_F 产生感应电压，经 VD_2 整流、C_{10}滤波向 IC_1 提供工作电压。IR3842 的最低启动电流为 0.5mA，计算 R_5+R_6：

$$R_5+R_6=(V_{i(min)}-V_{Start})/I_{Start(min)}=(85\sqrt{2}-16)/(0.5\times10^{-3})\Omega=208.4k\Omega\approx210k\Omega$$

R_5、R_6 分别用 110kΩ 的电阻串联，所以实际启动电流：

$$I_R=(V_{i(min)}-V_{Start})/(R_5+R_6)=(85\sqrt{2}-16)/(220\times10^3)A=474\mu A$$

启动延时时间 $t_{ya}=C_{10}V_{Start}/I_R=22\times10^{-6}\times16/(474\times10^{-6})s=0.74s$

启动电阻最大功耗 $P_R=(V_{i(max)})^2/(R_5+R_6)=(265\sqrt{2})^2/(220\times10^3)W=0.638W$

2. 电路工作频率的计算

$$f_{work}=1.8/(R_{33}C_7)=1.8/(10\times10^3\times2200\times10^{-12})Hz=81.8\times10^3Hz=82kHz$$

3. 输出滤波电容 C_{12}、C_{13}、C_{14}的容量计算

$$C_{12}+C_{13}+C_{14}=10^{-3}\times2\pi\sqrt{I_oV_{rip}}/t_{on(max)}$$

式中，V_{rip}是纹波电压，$V_{rip}=V_o\times3\%=16V\times3\%=0.48V$；$t_{on(max)}$为滤波电容最长放电时间，令 $D_{max}=0.628$，$t_{on(max)}=D_{max}/f=0.628/(200\times10^3)s=3.14\times10^{-6}s=3.14\mu s$。

$C_{12}+C_{13}+C_{14}=10^{-3}\times6.28\times\sqrt{3.2\times0.48}/3.14\times10^{-6}\mu F=2479\mu F$，取 2500μF

C_{12}取 1200μF/50V，C_{13}取 1000μF/520V，C_{14}取 300μ/25V。

4. 电压调整率的计算

电压调整率 S_V 是电源输入最高电压时的输出电压 V_{o1}减去电源输入最低时的输出电压 V_{o2}，除以标准电压时的输出电压 V_{Stan}，乘以 100%。

$$S_V=(V_{o1}-V_{o2})/V_{atan}\times100\%$$

电压调整率是衡量开关电源工作稳定性的一项重要指标，S_V 越小，说明电源受外界影响越小，电源质量越高。电压调整率的影响因素主要是控制芯片的选用，元器件质量的优劣，还有 PCB 的设计。

5. 电源负载调整率的计算

电源负载调整率 S_i 是输出电流满度的 10% 时的输出电压 V_{o1}，减去电源满度电流 100% 时的输出电压 V_{o2}，除以输出电流标准时的输出电压 V_{Stan}，乘以 100%。

$$V_i=(V_{o1}-V_{o2})/V_{Stan}\times100\%$$

如 IR3842 的输出电压 $V_o=19V$，输出电流 $I_o=3.2A$，通过负载电阻将电流调制到 $3.2A\times10\%=0.32A$，这时输出电压是 19.10V，再把电流调到 3.2A，这时的输出电压为 18.98V，再次把电流调到 3.2A，这时输出电压为 19.0V，计算 S_i：

$$S_i=(19.10-18.98)/19.0\times100\%=0.632\%$$

说明电源负载调整率越低，电源负载强度能力越大。

3.7.4 高频变压器设计

1. 输入直流电压的计算

$$V_{i(min)}=\sqrt{2}U_{i(min)}=\sqrt{2}\times85V=120.19V$$

$$V_{i(max)}=\sqrt{2}U_{i(max)}=\sqrt{2}\times 265\text{V}=374.71\text{V}$$

2. 输入直流电流的计算

$$I_{PO}=P_o/(\eta V_{i(min)})=19\times 3.16/(0.85\times 120.19)\text{A}=0.588\text{A}$$

3. 反激式变换最低占空比 D_{min} 的计算

开关管在进行功率转换时由三部分电压组成：一是输入最高电压 $V_{i(max)}$；二是吸收钳位电路开关管 D-S 峰值电压 V_{DSP}；三是变压器二次绕组反激电压 V_{SF}。计算 V_{SF} 方法如下：

$$V_{SF}=V_{DSP}-V_{i(max)}-V_{i(min)}$$

V_{DSP} 是电源变换一项重要参数，它与吸收网络的阻容网络成相和关系，与一次绕组的电感成相差关系。“相”是输入电流电压到达 MOS 管的漏极的相位角，分析计算繁琐，这里用一个相位系数 K 简化代替，反激电压 V_{SF} 计算：

$$V_{SF}=\sqrt{2}V_{i(max)}{}^{K_1}-V_{i(max)}-V_{i(min)}{}^{K_2}$$

式中，$K_1=1.07$，$K_2=0.983$；$\sqrt{2}V_{i(max)}{}^{K_1}=V_{DSP}$，即为开关管 D-S 峰值电压。

$$V_{SF}=(\sqrt{2}\times 265\text{V})^{1.07}-\sqrt{2}\times 265\text{V}-(\sqrt{2}\times 85\text{V})^{0.983}=567.35\text{V}-374.71\text{V}-110.79\text{V}=81.85\text{V}$$

$$D_{min}=V_{SF}/(V_{SF}+V_{i(min)})=81.85/(81.85+120.19)=0.405$$

4. 输入最大峰值电流的计算

$$I_{PK}=I_{PO}/D_{min}=0.588/0.405\text{A}=1.45\text{A}$$

5. 变压器一次绕组电感量的计算

选 $f_o=55\times 10^3\text{Hz}$，$L_P=D_{min}V_{i(min)}/(I_{PK}\cdot f_o)=0.405\times 120.19/(1.45\times 55\times 10^3)\text{H}$
$=610\mu\text{H}$。

6. 一次绕组匝数的计算

根据公式选用磁心，$A_e=10.5\sqrt{P_i}=10.5\sqrt{70.63}\text{mm}^2=88.2\text{mm}^2$，选磁心 EE28，$A_e=78\text{mm}^2$。

$$A_L=(\Delta BA_e)^2/(L_PI_{PK}^2)=(0.21\times 78\times 10^{-6})^2/(610\times 10^{-6}\times 1.45^2)\text{H/匝}^2$$
$$=209.2\times 10^{-9}\text{H/匝}^2$$

7. 二次绕组匝数的计算

设整流二极管的压降 $V_D=0.4\text{V}$。

$$N_P=\sqrt{\frac{L_P}{A_L}}=\sqrt{\frac{0.61\times 10^{-3}}{209.2\times 10^{-9}}}=54$$

$$N_S=(V_o+V_D)(1-D_{min})N_P/(D_{min}V_{i(min)})=(19+0.4)$$

$$(1-0.405)\times 54/(0.405\times 120.19)=12.8\approx 13$$

8. 计算磁心气隙 δ

为防止高频变压器发生磁饱和现象而损坏功率开关管，需在磁心的截面留有一定的气隙，对增加磁感应强度是有益的。

$$\delta=0.04\pi N_PI_{PK}/\Delta B=0.04\times 3.14\times 54\times 1.45/210\text{cm}=0.047\text{cm}=0.47\text{mm}$$

3.8 具有输入电压宽、性能稳定的UC3845BN脉宽调制电源

3.8.1 UC3845BN电路特点

1）超宽输入电压。一般的开关电源的输入电压范围比较小，只有180～265V，如果采用升压式变换电路的电压输入范围也只有AC90～270V。而反激式变换电路也只有AC90～265V，本电路应用了UC3845BN控制芯片，由图3-19内部框图可知，由于芯片集成压控振荡器（VCO），使输入电压可得到大幅提升，可达到AC90～600V，为满足市场需求而又不增加成本，取得了可喜的成果。图3-20是电路瞬时振荡与控制电压的关系。

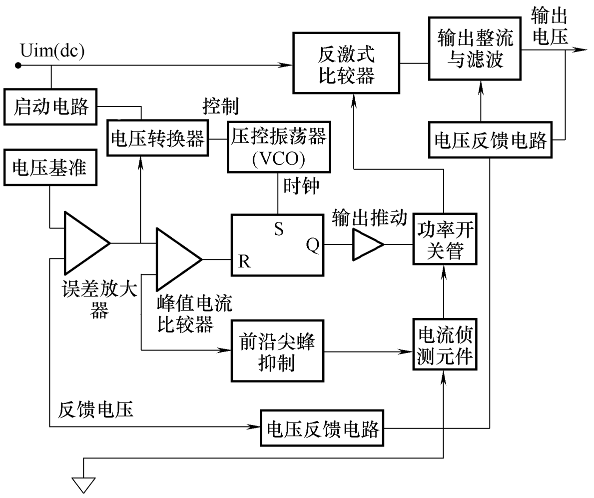


图3-19 UC3845BN宽电压输入电流控制模式变换电路框图

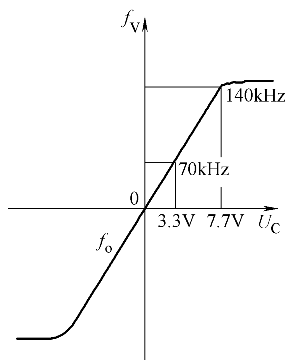


图3-20 UC3845BN瞬时振荡频率f_V与控制电压U_C之间的关系

2）性能稳定、电路简单、成本低。UC3845BN采用电流控制模式，反激式变换原理。电流控制可使变换电路在变换过程中稳定性大大提高，主开关器件和变压器的利用率都会提高。从图3-21的原理图可知，原理图结构简单，所使用的元器件很少，因此，造价低廉。

3）电路设计有欠电压、过电流、过温多种保护设施，电路运行在600V高压电网输入电压时，对每个元器件的耐压绝缘强度要求特别高，尤其是对变压器的一次绕组应具有良好的绝缘性，较低的漏电感，要求开关功率的耐压档次更高。要求过电流、过温的保护更加有必要和具体。

3.8.2 UC3845BN电路工作原理与应用

UC3845BN电路由低通滤波及保护电路、EMI抑制电路、整流滤波电路、压控振荡电路、直流变换电路、反馈取样控制电路以及整流滤波输出电路组成。图3-19是宽输入电压、电流控制模式变换电路工作程序框图。要求反激式开关电源变换电路，在轻载时呈现不连续状态，重载时呈连续状态，这两种状态要求振荡变压器的电感电流在振荡周期中其释放电流

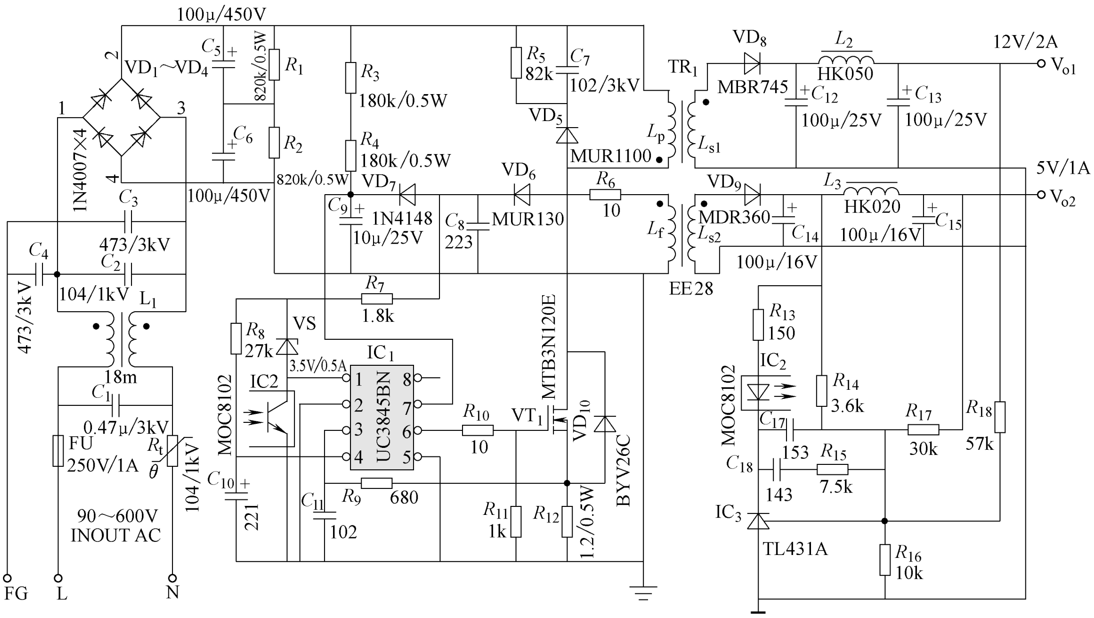


图 3-21　宽电压输入电流控制 UC3845BN 变频开关电源

为零值称为不连续模式，此时的电能为完全传递。要做到不连续模式的条件是：$L_s \geqslant V_o t_{off}^2/2I_oT$，$V_o$、$I_o$ 是电路输出电压、电流；开关管的峰值电流 $I_{kmax}=V_{in}t_{on}/L_P$，$V_{in}$ 为输入电压，L_s、L_P 为变压器二次、一次电感。

完全传递的模式条件是 $L_s < V_o t_{off}^2/2I_oT$；$I_{kmax}=2P_oT/V_{in}t_{on}$。反激式变换电路，不管是工作在不连续工作模式还是连续模式，主开关晶体管和变压器的利用率都很高，但它们的控制特点不同，使转换系统稳定工作十分重要，电路采用了改变占空比和工作频率，结合电压负反馈，来改善误差放大器的瞬态响应、降低高频增益等都是系统稳定的重要措施。同时，必须看到，采用电流模式控制 IC，会使开关功率管的导通时间，随着输入电压、电流的变化而变化，使功率管 MOSFET 的瞬时峰值电流产生剧烈变化，很有可能在功率管关闭期间发生饱和，导致变换电路可靠性降低。二极管 VD_{10} 为克服上述缺点而设计的。另外，必须采用新的方法改变功率开关管的导通时间和工作频率，本电路采用压控振荡器元件用作频率控制，一般压控元件是变容二极管，用直流电压控制变容二极管的振荡频率，是非常方便对频率实施调节的信号源。变容二极管受输入电压 V_c 的作用，引起振荡频率 f_o 的改变如图 3-20所示，输入电压由变压器绕组 L_f 取得，经二极管 VD_6、电容 C_8 的整流滤波，R_7、R_8 分压，VS 稳压，取得起始为 3.3V 的振荡电压，VS 稳压二极管放在误差放大器的后面，接收电路负载和输出电压的变化而改变 VCO 的振荡频率，当输入电压最低，而电源输出为满负荷时，电路开关管占空比被使用到最大，VCO 的振荡频率被推到最大，满足高负载和输出高压这一场合，R_8、C_{10} 是频率振荡阻容，起始频率是 140kHz，随着输出电压的升高，频率逐步下降，最后降至 70kHz、3.3V 的受控电压。FU 是交流输入熔丝，以保护供电系统的安全。R_t 是负温度系数热敏电阻，它为开机瞬间，因电容 C_5、C_6 的充电而产生浪涌电流进行旁路。C_1、C_2 和 L_1 组成 π 形滤波或称为低滤波，它将抑制来自供电电网与开关电源所产生的 EMI，C_3、C_4 是 Y 电容，以保证人员和设备的安全，R_1，R_2 是电解电容的泄放电阻，

组成倍压整流电路，以达到90V超低压输入时反激式变换电路能正常工作。电阻R_3、R_4直接接电路的高压端，对C_9直接充电，当充电压达到16V时，IC_1开始工作，6脚产生驱动电压，使VT_1进入工作状态。变压器反馈绕组L_f产生高频开关电压，经R_6限流，VD_6整流C_8滤波保证IC_1的工作电压。R_6阻值的大小既要满足正常的输出功率，又要防止输出端短路时，使V_{cc}跌落太大，影响IC的正常工作。C_{11}用作斜坡补偿，当电路在输入低压工作时，避免出现振荡。R_{12}是电压负反馈取压电阻，用来检测输出电流的高低，起着过电流、短路保护作用。IC_2是光耦合器，IC_1的1脚有反馈信号接收放大、辨别作用，用它来控制PWM的占空比。电路R_5、C_7、VD_5组成网络吸收电路，防止或抑制变压器TR_1的漏电感而引起的尖峰电压，使TV_1安全工作。VD_8、VD_9是肖特基二极管，与电解电容C_{12}、C_{13}、L_2组成输出整流滤波，其目的是降低输出直流纹波。电阻R_{16}、R_{18}分别是基准电阻和调压电阻。UC3845BN电路电源可用于工业自动化控制、医疗器械、家用电器等。

3.8.3 UC3845BN电路主要元器件参数计算

1. 调压电阻R_{17}、R_{18}的计算

反馈电流I_F的计算：

$$I_F=\frac{V_{REF}}{R_{16}}=\frac{2.5\times10^6}{10\times10^3}\mu A=250\mu A$$

输出总电流为 $I_o=I_{o1}+I_{o2}=2A+1A=3A$

反馈比例系数K_1、K_2分别为

$$K_1=\frac{I_{o1}}{I_o}=\frac{2}{3}=0.667$$

$$K_2=\frac{I_{o2}}{I_o}=\frac{1}{3}=0.333$$

反馈电流I_{F1}、I_{F2}分别为

$$I_{F1}=I_FK_1=250\times0.667\mu A=166.75\mu A$$

$$I_{F2}=I_FK_2=250\times0.333\mu A=83.25\mu A$$

反馈调整电阻R_{17}、R_{18}分别为

$$R_{18}=\frac{V_{o1}-2.5V}{I_{F1}\times10^{-6}}=\frac{12-2.5}{166.75\times10^{-6}}\Omega=56.97k\Omega=57k\Omega$$

$$R_{17}=\frac{V_{o2}-2.5V}{I_{F2}\times10^{-6}}=\frac{5-2.5}{83.25\times10^{-6}}\Omega=30k\Omega$$

2. 反馈电压各电阻的计算

光耦合器的集电极直接接IC_1的1脚对电源进行控制，IC_1的内部误差放大器采集了工作频率f_o和峰值电流I_{kmax}进行比较，通过驱动放大，对开关管的占空比进行调整。稳压二极管VS对压控振荡电压控制转换，它的起始电压最低为3.3V，光耦合器的工作电流最低为5mA，电阻R_7连接V_{cc}与压控振荡之间，它的大小直接关系到电压负反馈的效率。

$$R_7=\frac{V_{cc}-V_{of}}{I_F}=\frac{12-3.3}{5\times10^{-3}}\Omega=1740\Omega，取1.8k\Omega。$$

R_{13}光耦合器限流电阻的计算如下：

光耦合器 IC_2 的最低工作电流一般为 10mA，它的电流高低是随着输出负载电流而改变的，也与 IC_2 的电流传输有关系。

$$R_{13}=\frac{V_{o2}-V_{REF}-V_{LED}}{I_{fo}}=\frac{5-2.5-1.0}{10\times10^{-3}}\Omega=150\Omega$$

式中，V_{o2}为输出电压 5V；V_{REF}为精密稳压源基准电压 2.5V；V_{LED}为发光二极管点亮最低电压 1V。

3.8.4 高频变压器设计方法 1

输出功率 $P_o=V_{o1}I_{o1}+V_{o2}I_{o2}=12\times2W+5\times1W=29W$

变压器一次输入直流电压 $V_{inmin(DC)}=\sqrt{2}V_{inmin(AC)}=\sqrt{2}\times90V=127V$

$$V_{inmax(DC)}=\sqrt{2}V_{imax(AC)}=\sqrt{2}\times600V=854V$$

电源输入功率 $P_{in}=\frac{P_o}{\eta}=\frac{29W}{0.85}=34.12W$

电源输入电流有效值 $I_{AR}=\frac{P_{in}}{V_{inmin}}=\frac{34.12}{127}A=0.269A$

电源输入电流最大值 $I_{max}=I_{AR}T/t_{on}=A_{AR}/D=\frac{0.269}{0.5}A=0.538A$

开关电源所采用的变频功率转换方式，它从 70～140kHz 变化，取平均工作频率 100kHz，根据表 2-3 选用 EE28 磁心，它的磁心截面积 $A_e=78mm^2$。变压器的一次电感 L_P 为

$$L_P=\frac{D_{max}V_{inmin}}{I_{max}\ f_{max}}=\frac{0.5\times127}{0.538\times140}mH=0.843mH$$

变压器的感应电压从 127V 至 854V 变动时，磁感应强度也发生变化，$\Delta B=100mT$，$\Delta B_{min}=\frac{\Delta BV_{inmax}}{V_{inmin}}=\frac{100\times854}{127}mT=672mT=0.672T$

变压器一次绕组匝数 N_P：

$$N_P=\frac{V_{inmax}t_{on}}{\Delta B_{min}A_e}$$

$t_{on}=DT=0.45\times10\mu s=4.5\mu s$，取占空比中间值 0.45。

$$N_P=\frac{854\times4.5}{0.672\times78}=73.3\approx73$$

变压器二次绕组匝数 N_{S1}、N_{S2}的计算

$$N_{S1}=\frac{(V_{o1}+V_d)(1-D_{max})N_P}{D_{max}V_{inmin}}=\frac{(12+0.4)(1-0.5)\times73}{0.5\times127}=7.12\approx7$$

$$N_{S2}=\frac{(V_{o1}+V_d)(1-D_{max})}{D_{max}V_{inmin}}N_P=\frac{(5+0.4)(1-0.5)}{0.5\times127}\times73=3.1\approx3$$

式中，V_d 为肖特基二极管正向导通压降，为 0.4V。

$$N_F=\frac{(15+0.8)\times(1-0.5)}{0.5\times127}\times73=9.08\approx9$$

值得注意的是，因输入电压太高，而且变化范围很大，因而对开关功率管的耐压规格要

求也很高，变压器的一次绕组必须有良好的绝缘性，对变压器的绕制工艺也很严格，尤其是它的绝缘材料和防火墙都要注意，以免发生设备和人身安全。

3.8.5 高频变压器设计方法 2

这是一种特殊电源参数，计算结果一定与第一种方法有所差别。两种方法最后通过实验得出结论。首先计算调制占空比：D_{max}和D_{min}。

匝比 $n=\dfrac{V_{Bmin}-V_{DS(son)}}{(V_o+V_D)\eta}=\dfrac{132.2-10}{(12+0.4)\times0.85}=11.594$

$$D_{min}=1/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_o n}-1\right)=1/\left(\frac{262.3}{12\times11.594}+1\right)=0.347$$

$$D_{max}=1/\left(\frac{V_{Bmin}}{V_o n}+1\right)=1/\left(\frac{132.2}{12\times11.594}+1\right)=0.513$$

上面公式前面已述，式中V_{Bmin}和V_{Bmax}查表3-1，$V_{DS(on)}$为开关管导通压降，为10V。

对于脉频调制变换电路，占空比调制不是主要的，而采用频率调制是有效的。当输入电压高达$600\sqrt{2}V=848.4V$时，调制频率必须达到150kHz，否则将会产生“频率阻塞”，严重影响调制变换。过高的输入电压对电路的每个元器件的耐压特性必须有很高的要求，而对高频变压器的指标要求更加严格。

1. 计算电源输入最大电流 $I_{i(max)}$

$$I_{AB}=P_o/(\eta V_{Bmin})=29/(0.85\times132.2)A=0.258A$$

$$I_{i(max)}=I_{AB}/D_{min}=0.258/0.347A=0.744A$$

2. 计算变压器一次绕组电感 L_P

最低导通时间 $t_{on(min)}=D/f=0.347/(150\times10^3)s=2.313\times10^{-6}s$

$$L_P=V_{Bmin}^2 t_{on(min)}D_{max}/(P_o\eta)=132.2^2\times2.313\times10^{-6}\times0.513/(29\times0.85)H=841\mu H$$

3. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

变压器磁感应强度在高频高温下 ΔB 会升高，取 $\Delta B=0.688T$。

$$N_P=\Delta BL_P\times10^2/(0.4\pi I_{i(max)}\eta)$$
$$=0.688\times0.841\times10^2/(0.4\times3.14\times0.744\times0.85)=72.8\approx73$$

4. 计算变压器二次绕组匝数和反馈绕组匝数

$$N_{S1}=(V_{o1}+V_D+V_L)(1-D_{min})N_P/(D_{min}V_{Bmin})$$
$$=(12+0.4+0.3)\times(1-0.347)\times73/(0.347\times132.2)\approx13$$
$$N_{S2}=(V_{o2}+V_D+V_L)(1-D_{min})N_P/(D_{min}V_{Bmin})$$
$$=(5+0.4+0.3)\times(1-0.347)\times73/(0.347\times132.2)\approx6$$

UC3845N的启动电压为15V，工作电流为15mA，VD_6、VD_7的管压降为0.6V。

$$N_F=(V_{FO}+2V_D+I_{FO}R_6)(1-D_{min})N_P/(D_{min}V_{Bmin})$$
$$=(15+2\times0.6+15\times10^{-3}\times10)\times(1-0.347)\times73/(0.347\times132.2)\approx17$$

5. 计算变压器磁心气隙 δ

$$\delta=4\pi\times10^{-7}\times N_P^2A_e/L_P=4\times3.14\times10^{-7}\times73^2\times78/0.841mm=0.621mm$$

3.9 具有低电流启动、电流控制模式的 LM5021 脉宽调制电源

台式计算机电源与笔记本电脑电源虽然都是低电压大电流，但台式计算机电源输出电压的等级较多，对电网供电、启动电流要求不大，但要求冲击电压要低，即具有软启动、逐期限流等一般条件。

3.9.1 LM5021 电路特点

1）前面开关电源基础知识介绍了脉宽调制控制器（PWM）适合于正激式、反激式、半桥式各种拓扑电路，具有高效离线式电能转换功能，转换的效率高、损耗低，如采用电流控制模式，则电路的频率响应快。LM5021 电路结合了上述特点。

2）具有超低启动电流（20μA），使启动时功耗最小，这有利于电源使用寿命和计算机使用安全。电路在大电流运行时，MOSFET 承接的峰值电流为 0.35A，灌电流只有 0.7A，比一般计算机电源载荷电量低很多。

3）电路采用电流模式控制采样信号，并监测电路运行中电流电压的异常现象。若输入电压超出设计值，电路立即启动逐期限流措施，启用过电流、过电压保护功能。在轻载（或空载）时，使用跳跃周期模式，避免作无谓地消耗。

4）LM5021 电路的工作频率，根据需要可任意设定。只需在时钟端外接一只电阻就可以设定片内的晶振频率，也可以直接接入外部时钟脉冲信号，使用非常方便。

5）LM5021 芯片是电源控制比较好的一种芯片，设计新颖，集成的功能较多。图 3-22 是它的内部结构框图。它由振荡电路、启动电路、最大占空比限制模块、谐波补偿电路、电压监测比较模块以及电压调节启动模块等组成。

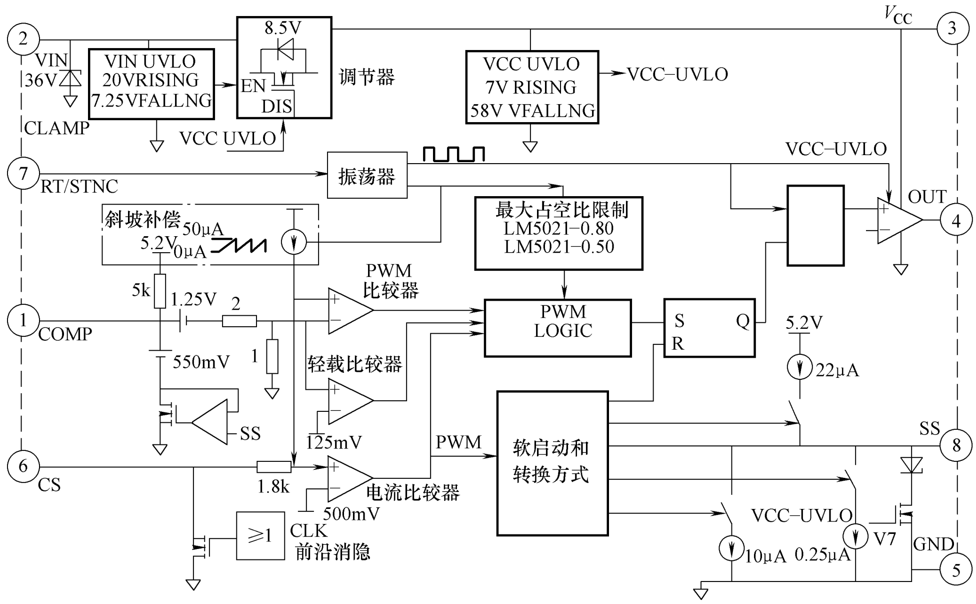


图 3-22 LM5021 内部结构图

3.9.2 LM5021 电路工作原理

LM5021 电路包括低通滤波电路、交流电压整流滤波电路、功率转换启动电路、脉宽调制保护电路、输出电压整流滤波电路、反馈检测控制电路等，原理图如图 3-23 所示。

1）低通滤波电路由 C_1 ~ C_4、L_1、R_T 等元件组成，热敏电阻 R_T 起着机内温度保护作用，C_1、C_2 组成抗串模干扰电路，L_1、C_3、C_4 组成抗共模干扰电路，两种电路抑制由电源导线传入机内的噪声杂波和空中射频电磁波干扰，同时也阻止电源机里所产生的高频开关磁场由导线传输给其他电子设备的传导干扰。

2）功率转换启动电路。这是电路的核心部分，对电源的品质优劣和转换效率高低起着重要作用。交流电压经整流滤波后所得到的高电压经电阻 R_1、R_2 降压给电解电容 C_9 充电，当 C_9 上的端电压充到 18V 后，IC_1 片内电压调节器开始工作并将向 C_{11} 充电，当 C_{11} 上的端电压达到 7.5V 后，片内振荡器启动，各级比较器谐波补偿开始运转，脉宽调制（PWM）允许输出，由 4 脚传出控制信号，使 MOSFET 推动变压器一次绕组进行由占空比控制的脉宽能量调制，变压器将完成从一次侧到二次侧电能传递，这就是电能转换启动的全过程。如果变压器 L_f 绕组的电压低于 5.8V，则 IC_1 很难进入正常工作模式。LM5021 具有极低的启动电流，因而容许它的启动电阻很大，这样可以保证启动电路和功能转换机制处于合理的启动时间和较高的转换效率。

3）脉宽调制保护电路。误差调制信号从 IC_2 接收晶体管经 R_{11} 进入 IC_1 的 1 脚，片内接有一只 5kΩ 的上拉电阻，将电压拉到 5V 电平，经电阻分压，最后输入到 PWM 比较器的反相输入端，50μA 斜坡电流进入它的正向输入端进行比较后，由比较器输出脉宽调制信号，PWM 信号经逻辑控制并由触发器输出。另外，时钟脉冲也加入触发器，以修补 PWM 调制信号的后沿，使它陡峭垂直，从而完成脉冲宽度调制功能，这就是双脉冲控制逻辑电路。过电流保护电路由 VT_3、R_5、IC_1 组成。若输出负载电流过大或发生短路时，反映到 VT_3 的漏极电流必然增大，电流在 R_5 上的压降也增大，使 IC_1 的 6 脚进入片内电流比较器，经 PWM 逻辑控制，输出脉冲信号，起到过电流保护的目的。值得注意的是，只要比较器的输入电压超过 0.5V 的压降，PWM 逻辑控制立即封锁。

4）输出电压整流滤波电路。为满足台式计算机用电需求，输出电压分别为 ±5V 和 ±12V 四组供电电路。L_{S1}、L_{S2} 两只绕组分别输出 +5V、16A 和 +12V、4A，电路采用 π 形滤波，电解电容 C_{21}、C_{22} 及 C_{24} 的容量大小对输出电压的质量影响很大，容量小了，输出的纹波电压大，容量大了，电容的漏电流大、体积大、成本上升，更重要的容量大在输出阻抗较小的场合容易引起振荡，使电压不稳。C_{15}、R_{15} 和 C_{16}、R_{13} 及 C_{17}、R_{14} 是高频吸收回路，为减小纹波电压有一定的作用。IC_4 是负电压输出的三端稳压块，C_{20}、C_{23} 及 C_{25} 是高频旁路电容。

5）反馈检测控制电路。IC_1 的振荡频率由外部电阻 R_{10} 及电容 C_{11} 决定，其振荡频率 $f = 1.12/C_{11}R_{10}$，LM5016 也可以由晶振设置，但要求所设置的电容要紧靠晶振与地之间。C_{12} 软启动电容。光耦合器 IC_2 与精密稳压源结合，为确保输出电压 V_{o1}、V_{o2} 的稳定设计的，输出电压的高低由电阻 R_{20}、R_{21} 决定的，电容 C_{26}、R_{18} 是 IC_3 稳压源的频率补偿元件。VS_2、VT_4、R_{17} 及电容 C_{27} 组成过电压保护电路，当 V_s 输出电压超 5V 时，稳压管 VS_2 反向击穿使 VT_4 基极电压升高，引起导通，与地短路，输出电压急剧下降到 1V 左右，起到过电压保护。

电阻 R_{16}、R_{20}、R_{21} 的计算：

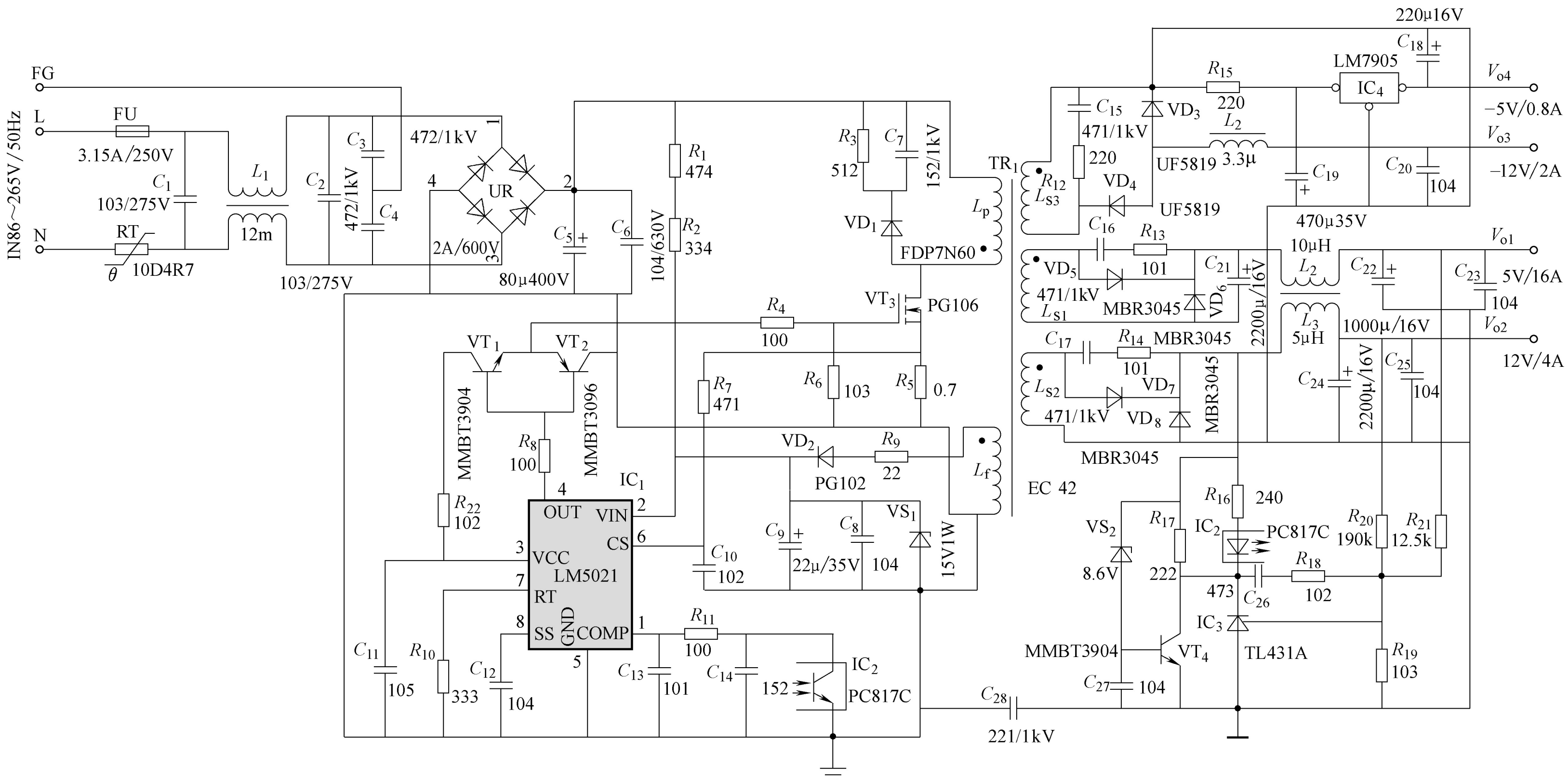


图 3-23　LM5021 电路原理图

$R_{16}=(V_{o2}-2.5\text{V})/I_F=(12-2.5)/40\times10^{-3}\Omega=240\Omega$，$I_F$ 是发光二极管电流。

$$I_F=\frac{V_{REF}}{R_{19}}=\frac{2.5}{10\times10^3}\text{A}=250\mu\text{A}$$

反馈系数 $K_1=\dfrac{I_{o1}}{I_o}=\dfrac{16}{16+4}=0.8\quad K_2=\dfrac{I_{o2}}{I_o}=\dfrac{4}{20}=0.2$

$$R_{21}=\frac{V_{o1}-2.5}{I_FK_1}=\frac{2.5}{200\times10^{-6}}\Omega=12.5\text{k}\Omega\quad R_{20}=\frac{V_{o2}-2.5}{I_FK_2}=\frac{12-2.5}{50\times10^{-6}}\Omega=190\text{k}\Omega$$

R_{16}、R_{20}、R_{21}是决定输出电压高低和电压调整率的重要元件，选用1%的精密金属膜电阻。

3.9.3 高频变压器设计方法1

1. 计算输出输入功率

$$P_o=V_{o1}I_{o1}+V_{o2}I_{o2}+V_{o3}I_{o3}+V_{o4}I_{o4}=5\times16\text{W}+12\times4\text{W}+12\times2\text{W}+5\times0.8\text{W}=156\text{W}$$

LM5021是高效离线式电能转换器，转换效率高，适用于各种拓扑电路。设电源工作频率为100kHz，工作效率 $\eta=0.85$。

$$P_i=P_o/\eta=156/0.85\text{W}=183.529\text{W}$$

2. 计算功率转换最大、最小占空比

LM5021电源供电压在86～265V范围内变化，经电路全波整流滤波后直流输入最低电压为 $86\times\sqrt{2}\text{V}=121.6\text{V}$，最高电压为 $265\times\sqrt{2}\text{V}=374.71\text{V}$，在一次绕组产生 $V_{Bmin}=86\times1.40\sqrt{2}=170.25\text{V}$，$V_{Bmax}=265\times0.88\sqrt{2}=329.74\text{V}$，系数1.40、0.88根据输入功率而定。

计算变压器匝比：$n=\dfrac{V_{Bmin}-V_{DS(on)}}{(V_o+V_D)\ \eta}=\dfrac{170.25-10}{(12+0.8)\times0.85}=14.729$

$$D_{min}=1/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{329.74}{12\times14.729}+1\right)=0.349$$

$$D_{max}=1/\left(\frac{V_{Bmin}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{170.25}{12\times14.729}+1\right)=0.509$$

3. 计算一次绕组峰值电流 I_{PK}

$$I_{PO}=P_i/V_{Bmin}=183.529/170.25\text{A}=1.078\text{A}$$

$$I_{PK}=I_{PO}/D_{min}=1.078/0.349\text{A}=3.089\text{A}$$

4. 计算变压器一次绕组电感量 L_P

一次绕组电感量与开关电源功率输出紧密相关，但过大的电感量将影响电源效率。下面计算开关管的最大导通时间和最低导通时间。

$$t_{on(max)}=D_{max}T=0.509\times1/(100\times10^3)\text{s}=5.09\mu\text{s}$$

$$t_{on(min)}=D_{min}T=0.349\times1/(100\times10^3)\text{s}=3.49\mu\text{s}$$

$$L_P=V_{Bmax}t_{on(min)}/I_{PK}=329.74\times3.49/3.089\mu\text{H}=373\mu\text{H}$$

5. 计算高变压器一次绕组匝数 N_P

根据电路的工作频率和输入功率，参考表4-2选用PQ32/30磁心，$A_e=142\text{mm}^2$，磁心的磁感应强度在温度100℃时为350mT，磁通变化范围为60%，$\Delta B=350\text{mT}\times 60\%=210\text{mT}$。

$$N_P=V_{Bmax}t_{on(min)}/(\Delta BA_e)=329.74\times 3.49/(0.21\times 142)=38.59\approx 39$$

6. 计算变压器二次各绕组电压及匝数

$$V_{S1}=(V_{o1}+V_{L2}+V_{D5})/K=(5+0.4+0.4)/0.707\text{V}=8.204\text{V}$$

$$V_{S2}=(V_{o2}+V_{L3}+V_{D8})/K=(12+0.4+0.3)/0.707\text{V}=17.963\text{V}$$

$$V_{S3}=(V_{o3}+V_{L4}+V_{D4})/K=(12+0.3+0.6)/0.707\text{V}=18.246\text{V}$$

$$V_F=(V_{FO}+V_{F9}+V_{D2})/K=(18+15\times 10^{-3}\times 22+0.6)/0.707\text{V}=26.775\text{V}$$

$$N_{S1}=V_{S1}N_P/V_{Bmax}=8.204\times 39/329.74=0.97\approx 1$$

$$N_{S2}=V_{S2}N_P/V_{Bmax}=17.963\times 39/329.74=2.12\approx 2$$

$$N_{S3}=V_{S3}N_P/V_{Bmax}=18.246\times 39/329.74=2.2\approx 2$$

$$N_F=V_FN_P/V_{Bmax}=26.775\times 39/329.74=3.2\approx 3$$

7. 计算变压器磁心气隙

$$\delta=4\pi\times 10^{-7}N_P^2A_e/L_P=4\times 3.14\times 10^{-7}\times 39^2\times 142/0.373\text{mm}=0.727\text{mm}$$

3.9.4 高频变压器设计方法2

1. 计算变压器一次绕组峰值电流

$$I_{PK}=2P_o/(V_{Bmax}D_{min}\eta)=2\times 156/(329.74\times 0.349\times 0.85)\text{A}=3.19\text{A}$$

2. 计算变压器一次绕组电感量

$$L_P=V_{Bmin}^2D_{max}t_{on(min)}/(P_o\eta)=170.25^2\times 0.509\times 3.49/(156\times 0.85)\mu\text{H}=388\mu\text{H}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数

$$N_P=L_PI_{PK}/(\Delta BA_e)=388\times 3.19/(0.21\times 142)=41.5\approx 42$$

4. 计算变压器磁心气隙

$$\delta=0.4\pi L_PI_{PK}^2/(A_e\Delta B^2)=1.256\times 0.388\times 3.19^2/(142\times 0.21^2)\text{mm}=0.792\text{mm}$$

3.9.5 高频变压器设计方法3

1. 计算峰值电流

$$I_{PK}=P_o/(V_{Bmin}D_{min}\eta)=156/(170.25\times 0.349\times 0.85)\text{A}=3.089\text{A}$$

2. 计算变压器一次电感

$$L_P=2P_oD_{min}^2\times 10/(I_{PO}^2\eta)=2\times 156\times 0.349^2\times 10/(1.078^2\times 0.85)\mu\text{H}=385\mu\text{H}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数

$$N_P=\Delta BL_Pt_{on(max)}\times 10^{-1}/(\sqrt{0.4\pi I_{PO}}\cdot\eta)=0.21\times 385\times 5.09\times 10^{-1}/\sqrt{1.256\times 1.078}\times 0.85$$
$$=41.6\approx 42$$

4. 计算变压器二次绕组匝数

根据方法 1 所计算出的变压器二次各绕组电压进行计算各绕组匝数：

$$N_{S1} = V_{S1}N_P/V_{Bmax} = 8.204 \times 42/329.74 = 1.022 \approx 1$$
$$N_{S2} = V_{S2}N_P/V_{Bmax} = 17.963 \times 42/329.74 = 2.29 \approx 2$$
$$N_{S3} = V_{S3}N_P/V_{Bmax} = 18.246 \times 42/329.74 = 2.32 \approx 2$$
$$N_F = V_F N_P/V_{Bmax} = 26.775 \times 42/329.74 = 3.41 \approx 3$$

5. 计算变压器磁心气隙

$$\delta = V_{Bmax}D_{max} \times 10^{-2}/(I_{PK}\eta) = 329.74 \times 0.509 \times 10^{-2}/(3.089 \times 0.85)\text{mm} = 0.639\text{mm}$$

上述三种计算结果方法 1 和方法 3 基本一致，方法 2 的结果偏高，对于 150W 以上的电源的各项参数结果一致是困难的，只有通过实践，求出较好的结果。

3.10 具有电流电压双模式控制的 IRS4015 脉宽调制电源

IRS4015 电源控制芯片广泛用于工业自动化仪器仪表，也用于医疗卫生诊断仪器仪表，属于脉冲触发控制单片双模式，结构简单，体积小，性价比高。用于锅炉水位四冲量集环检测控制电源，要求电源具有稳定的工作状态，抗 EMI 性能好，并有很好的电磁兼容性，面临高温多粉尘的工作环境能完好不失真地进行信号传递。

3.10.1 IRS4015 电路特点

IRS4015 是 IR 公司于 2002 年推出的产品，是脉冲比率控制模式，采用电流和电压双量受控方法对电路输出状况进行检测、调整、锁定、保护、驱动各种参数处理，如图 3-24 所示。

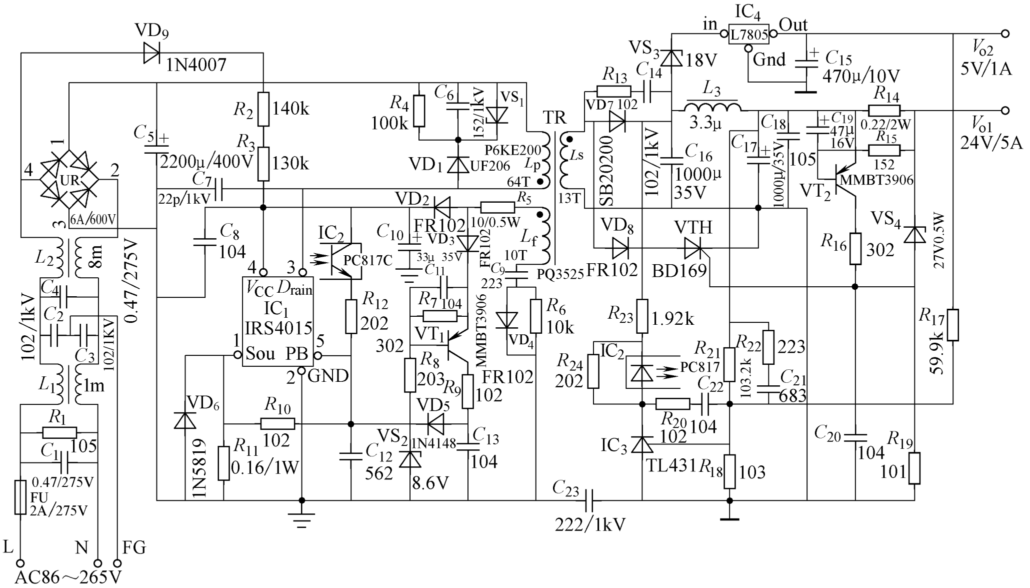


图 3-24 采用脉冲比率控制模式 IRS4015 的仪表电源

1）根据需要，可选用准谐振模式和脉冲比率控制模式。准谐振模式电子开关零电压导通（ZVS）、零电流关断（ZCS），它是将 PWM 加上谐振网络实现零开关。它的工作频率可

设计到 2MHz 或更高，从而提高电源的功率密度，但实现准谐振对一般环境条件有一定难度，结构比较复杂，调整监测的设备较多。脉冲比率控制模式是在通用的脉冲宽度调节的基础上利用脉冲周期时间作为基准，按输出工况变化进行调整控制，从理论上实现难度较小，并不需很多的设备，电路不要增添更多的元器件。图 3-25 是 IRS4015 内部结构框图。

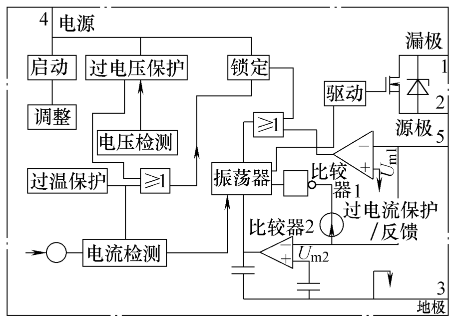


图 3-25　IRS4015 内部结构框图

2）电路的变压器将控制模式分为两种：变压器的一次侧为电流控制模式，变压器的二次侧为电压控制模式。电流控制是通过开关管 VT_1 检测到集电极电流的大小进行控制。电压控制是通过输出电压的高低由精密稳压源和光耦合器组成电压负反馈，反馈信号进入 FB 端，由片内比较器、中央控制器将比较结果送功率驱动管驱动，调制变压器一次绕组的振荡频率，达到改变或稳定输出电压。两种控制工作在准谐振模式与脉冲比率控制模式之中，通过变压器辅助绕组的电压来决定两种模式之间的切换时刻。在正常工作状态下，辅助绕组的电压较高，模式切换设计选在适当水平，使开关管 VT_1 处于导通，准谐振信号延时，当电路为轻载或空载时，反馈延时信号无效，电路进入准谐振模式。

3）电路具有很强的抑制 EMI 的能力。因为工控仪表处在高电压大电流、多发交变磁场的环境，其中存在低频噪声干扰和传导干扰以及高频射电干扰、强大的磁场干扰，在这种“干扰恶劣”的条件下，每台电子设备都必须具备很好的抑制 EMI 的能力，都必须具备抗共模干扰和串模干扰的能力，都必须具有很好的 EMC，否则将无“安身之地”，IRS4015 电源电路在设计上和控制模式方面处在顶级，它的效率可达到 90%，电路适用于全球。

4）电路具有过电压保护、欠电压锁定、过电流保护、欠电流待机、过温保护、短路保护等多种保护功能，电源处在安全可靠之中，有利于生产制造和设备维护。

3.10.2　IRS4015 电路工作原理

原理图如图 3-24 所示，C_1 ~ C_4、L_1、L_2 组成输入回路 EMI 抑制电路。L_1、C_1、C_2 组成 π 形滤波电路，L_1 电感量较小，用来抑制高频段干扰，L_2 的电感量较大，主要抑制低频段干扰，两个电感所用的磁心材料有所不同，L_1 磁心选用 μ_i 为 20000 的铁氧体，L_2 选用 μ_i 为 12000 左右的铁氧体，再与合适的电感量相配，防止磁心进入饱和。

VD_9、R_2、R_3、C_4 是 IC_1 的启动电源电路，VD_2、C_4 是 IC_1 的工作电源电路。C_8 是高频旁路电容，C_7 是 Y 电容，用于抗共模干扰。R_4、C_6、VD_1、VS_1 组成 R—C—D 双连网络吸收由绕组漏感所产生的峰值电压，保护 IC_1 的运行安全。

由 R_5、VD_3、VT_1、VD_5，组成电流检测电路，对电源实施过电流、短路保护。C_{12}是高频旁路电容，R_9 是 VT_1 的负载电阻，从中取出电压信号，执行具有电压和电流双模式控制方式。

二次回路的 VD_7 是肖特基整流二极管，一般情况下，只有在输出电流大于 2A 的电路中，才选用反向恢复时间（t_{rr}）小于 10ns 的肖特基二极管。R_{13}、C_{14}是 VD_7 的加速开关阻容电路，抑制由变压器二次向用电电源输出的高频电压。VT_2、R_{16}、VTH、VD_8 是过电流保护电路，当输出电流超过设计值时，电流在 R_{14}上的压降增大，使 VT_2 导通，电流在 R_{16}上所产生电压使

晶闸管导通，这样输出端 V_{o1} 与地短接，这时 V_{o1} 无电流输出，起到过电流保护的目的。

R_{23}、IC_2、IC_3、$R_{17}\sim R_{21}$ 是 V_{o1}、V_{o2} 输出电压稳压控制取样负反馈电路，对电压控制模式更加具体化。IC_4 是 5V 输出控制模块。第二次用单片三端稳压块进行稳压，第一次是 VS_3 将 24V 电压降到 12V，可以说 R_{17} 通过 IC_3 进行第三次稳压，这次稳压与前两次是不一样的，这次不但使输出电压稳定，而且根据输出负载的大小进行调制。V_{o2} 所承担是锅炉水位 PID 调节供电系统，电压稳定是实现整个锅炉自动控制的关键。

3.10.3 IRS4015 电路主要元器件参数计算

1. 输入整流桥 UR 的设计

电源输入功率 $P_{in}=\dfrac{P_o}{\eta}=\dfrac{24\times5+5\times1}{0.9}\text{W}\approx139\text{W}$

占空比可根据前面公式和表 3-1 计算：

$$n=\frac{162.26-10}{(24+0.4)\times0.9}=6.934$$

$$D_{max}=1/\left(\frac{162.26}{24\times6.934}+1\right)=0.506$$

$$D_{min}=1/\left(\frac{322.25}{24\times6.934}+1\right)=0.341$$

2. 输入交流整流滤波电容 C_5 的计算

整流滤波后允许最小纹波电压：$V_{DR}=\sqrt{2}V_{ACmin}5\%=\sqrt{2}\times86\times0.05\text{V}=6.08\text{V}$，5% 是纹波电压系数。

滤波电压放电时间 $t_D=\dfrac{1}{2f_{AC}}-t_c=10\times10^{-3}\text{s}-3\times10^{-3}\text{s}=7\text{ms}$

式中，t_c 为全波整流半波充电时间 3ms。

C_5 电容容量 $C_5=\dfrac{I_{in}t_D}{V_{DR}\times10^{-3}}=\dfrac{2.02\times7}{6.08}\times10^3\mu\text{F}=2326\mu\text{F}\approx2200\mu\text{F}$

C_5 选用 2200μF、400V、105℃的铝电解电容。

3. 输出电压滤波电容 C_{16}、C_{17} 的计算

交流输入最低电流 I_{ACmin}：$I_{PO}=\dfrac{P_o}{\eta V_{Bmin}}=\dfrac{125}{0.9\times162.26}\text{A}=0.856\text{A}$

绕组一次峰值电流 I_P：$I_P=I_{PO}/D_{min}=0.856/0.341\text{A}=2.51\text{A}$

输出纹波电流 I_{OR}：$I_{OR}=KI_P\sqrt{\dfrac{D_{max}}{3}}=5\%\times2.51\sqrt{\dfrac{0.506}{3}}\text{A}=0.0515\text{A}$

式中，K 为允许纹波电流系数，设为 5%。

滤波电容量 C_o：$C_o=\dfrac{I_ot_D\times10^5}{I_{OR}f_{Wmin}}=\dfrac{5\times7\times10^5}{0.0515\times50\times10^3}\mu\text{F}=1359\mu\text{F}$

C_o 取 2000μF，并联两只电解电容，每只 1000μF、35V。

4. 提供偏置启动电流 R_2、R_3、C_{10} 的计算

IC_1 的最小启动电流 450μA

$$R_2+R_3=\frac{\sqrt{2}V_{\text{ACmin}}}{I_Q\times10^{-6}}=\frac{1.414\times86}{450\times10^{-6}}\Omega=270\text{k}\Omega$$，分别为140kΩ、130kΩ。

设辅助电压频率为200Hz，IC_1 启动电压16V，关闭电压10V，最大工作电流35mA，则电容 C_{10} 为

$$C_{10}=\frac{I_{CC}\Delta t}{V_Q-V_b}$$

式中，Δt 为5ms。

$C_{10}=\frac{35\times5}{16-10}\mu\text{F}=29.2\mu\text{F}$，选标准值33μF、35V电解电容。

5. 取样反馈电阻 R_{21}、R_{17} 及限流电阻 R_{23} 的计算

设：基准电阻为103Ω，则反馈电流 $I_F=\frac{2.5}{103}\text{mA}=250\mu\text{A}$

反馈系数为　　$K_1=\frac{1}{6}=0.167\quad K_2=\frac{5}{6}=0.833$

反馈电流为 $I_{F_1}=250\times0.167\mu\text{A}=41.75\mu\text{A}\quad I_{F_2}=250\times0.833\mu\text{A}=208.25\mu\text{A}$

反馈电阻　　$R_{17}=\frac{5-2.5}{41.75\times10^{-6}}\Omega=59.9\text{k}\Omega$

反馈电阻　　$R_{21}=\frac{24-2.5}{208.25\times10^{-6}}\Omega=103.2\text{k}\Omega$

限流电阻　　$R_{23}=\frac{V_{o1}-V_F}{I_F}$

式中，V_F 为发光二极管正向压降，为1V；I_F 为发光二极管在120%传输比下的工作电流，取12mA。

$$R_{23}=\frac{24-1}{12\times10^{-3}}\Omega=1.92\text{k}\Omega$$

6. 检测电阻 R_{11} 的计算

R_{11} 是一次电路电流检测电阻，R_{10}、C_{12} 是 IC_1 内部MOS管输出电流滤波元件，辅助绕组 L_f 的线间电容与 C_7 中充电存储电流引起振荡，VD_6 是一般肖特基二极管，用来钳位 IC_1 内部源极与地之间的电压，R_{11} 按下式进行计算：

$$R_{11}=V_F/I_P$$

式中，V_F 是 IC_1 片内MOS管输出电压，为0.40V。

$$R_{11}=0.40/2.51\Omega=0.159\Omega\text{，取}0.16\Omega$$

7. 滤波电容 C_{12} 的计算

R_{10}、C_{12} 是低通滤波元件，它确保电源在30kHz的频率下工作稳定，但不能阻止反馈信号 V_{FB} 进入 IC_1 的5脚。R_{10} 按1kΩ选取，C_{12} 可按下式计算：

$$C_{12}=1/(2\pi f_c R_{10})=1/(2\times3.14\times30\times10^3\times1000)\text{F}=5308\text{pF}\text{，取 }C_{12}=5600\text{pF}$$

3.10.4　高频变压器设计方法1

1. 计算变压器的一次电感

根据上述计算和参数选定：工作频率 $f=50\text{kHz}$，输出电流为6A（5A+1A），电源效率

$\eta=0.9$，输出功率 $P_o=125\text{W}$，峰值电流 $I_P=2.51\text{A}$，计算高频变压器一次电感量 L_P：

$$L_P=\frac{P_o[D_{max}(1-\eta)+\eta]}{I_P^2K_{RP}\left(1-\frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta}=\frac{125\times[0.506\times(1-0.9)+0.9]}{2.51^2\times0.44\times\left(1-\frac{0.44}{2}\right)\times50\times10^3\times0.9}\text{H}=1.221\text{mH}$$

2. 计算变压器一、二次各绕组匝数

肖特基二极管正向导通电压为0.8V，取二次绕组匝数与变压器的二次电压的比值为0.5匝/V，则二次绕组的匝数 N_S 为

$$N_S=0.5(V_o+V_F)=(24+0.8)\times0.5=12.4\approx12$$

计算一次绕组匝数 N_P：

$$N_P=N_SV_{Bmin}/(V_o+V_F)=12\times\sqrt{2}\times85/(24+0.8)=58.2\approx58$$

3. 计算磁心气隙 δ

$$\delta=\frac{V_{Bmax}D_{min}\times10^{-2}}{I_P\eta}=\frac{322.25\times0.341\times10^{-2}}{2.51\times0.9}\text{mm}=0.486\text{mm}$$

3.10.5 高频变压器设计方法2

1. 计算变压器的一次电感

$$L_P=(V_{Bmin}D_{min})^2/\sqrt{\frac{2P_of}{\eta}}=(162.26\times0.341)^2/\sqrt{\frac{2\times125\times50\times10^3}{0.9}}\text{mH}$$
$$=822\mu\text{H}$$

2. 计算变压器一次绕组匝数

根据输出功率选用PQ32/20，$A_e=142\text{mm}^2$，磁感应强度 $\Delta B=0.25\text{T}$。

$$N_P=L_PI_P/(\Delta BA_e\times10^{-3})=0.822\times2.51/(0.25\times142\times10^{-3})=58.1\approx58$$

3. 计算变压器二次匝数

$$N_S=(V_{o2}+V_D+V_L)(1-D_{max})N_P/(V_{Bmax}D_{min})=(24+0.4+0.3)\times(1-0.506)\times58$$
$$/(162.26\times0.341)=12.79\approx13$$

$$N_F=(V_{Fo}+V_D+V_{R5})(1-D_{max})N_P/(V_{Bmin}D_{min})$$

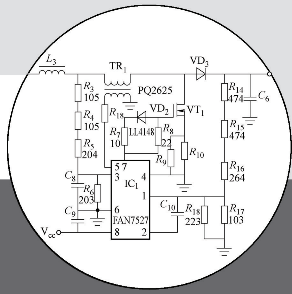
IRS4015的启动电压为10V，二极管 VD_2 的管压降为0.6V，IC_1 的工作电流为15mA，代入上式得：

$$N_F=(10+0.6+10\times15\times10^{-3})\times(1-0.506)\times58/(162.26\times0.341)=5.57\approx6$$

4. 计算磁心气隙

$$\delta=4\pi\times10^{-7}\times N_P^2A_e/L_P=12.56\times10^{-7}\times58^2\times142/0.822\text{mm}=0.73\text{mm}$$

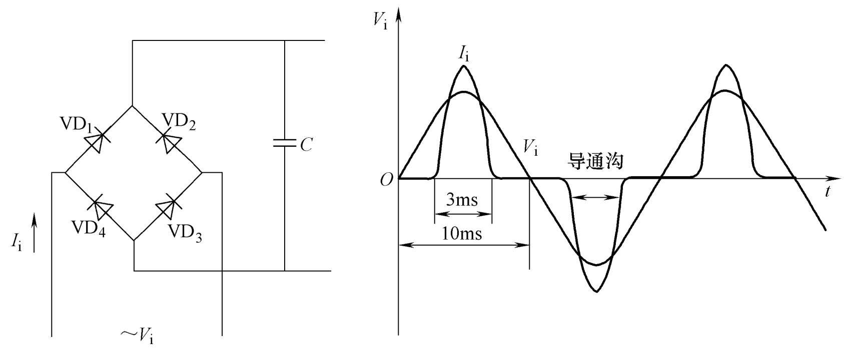
第 4 章 功率因数调制转换电路设计



4.1 电流谐波

交流电网电压经整流分压供给电子设备及家用电器，是一种基本的变换方式。现有的开关电源都是将交流电压进行低通滤波、全波整流、电容滤波后，输出较为平直的直流高压。这种低通滤波、整流电路是非线性的，虽然电网电压是一种正弦波，但因受负载（感性负载、容性负载或阻抗负载）的影响，输出电流将会发生严重畸变，呈现出一种脉冲波。这种波对用电设备是极为不利的，同时也会给供电电网带来危害，使输入功率因数下降。

我们知道，桥式整流输出并联电解电容两端的直流电压随着电容的充电和放电，产生的是脉冲波形电流，而滤波电容上的电压与最大值相差并不是很多。根据桥式整流中的二极管单向导电的特性，只有在输入端的交流电压瞬时值超过滤波电容上的电压时，整流二极管才会因正向偏置而导通。而输入交流电压的瞬时值低于滤波电容上的电压时，整流二极管则反向偏置而截止。于是，只有在输入交流电压的峰值附近，整流二极管才会导通，它的导通角约为 60°。这样整流二极管的导通角明显变小，对交流输入电压波形并不产生很大影响，大体上仍然保持正弦波形状，但是实际上交流输入电流波形是脉冲尖波，脉宽约为 3ms，是半周期（10ms）的 1/3，如图 4-1 所示。由此可见，开关电源输入端电流畸变是由整流二极管导通角太小引起的，而二极管导通角变小的直接原因则是大容量的滤波电容（容性负载）并联于桥式整流输出负载。



a) 电路图　　b) 输入电流电压波形

图 4-1　交流整流电路与输入电压、电流波形

脉冲电流中含有大量的谐波，这些不同频率的每一个正弦波成分都被称为谐波分量。谐波的产生，一方面使谐波噪声含量提高，另一方面整流电路加入的滤波电容体积加大、笨重。如果以基波 100% 为基础，则通常经桥式整流电容滤波的输入电流中，3 次谐波分量达到 77% 以上，5 次谐波达到 50%，7 次谐波达到 40%，总的谐波电流含量会高出基波值，往往会达到 117% 左右，输入功率因数只有 0.65。必须指出，总谐波含量并不等于各次谐波含量的代数和。

4.1.1 电流谐波的危害

电源输入电流谐波含量过高，对于一台开关电源使用在电路上，其危害性也许不一定会表现出来，但是成千上万台电子设备密集使用开关电源，它所产生的谐波电流总量会对电力系统造成严重的污染，将会影响到整个供电系统的供电质量，进而影响供电系统本身和广大用电客户的运行。过量的电流谐波会使电厂发电机、使用的电动机产生附加的功率损耗，使其发热；对功率补偿电容引起谐振和过量的谐波电流，从而导致电力电容器过负荷或过电压而损坏设备；谐波电流会增加变压器和电网供电的损耗；对继电保护装置、自动控制装置、电信通信设备、计算机系统产生强烈的干扰或造成误动作；对计量检测、工业生产程序控制造成误差，会出现误动作现象。电流谐波含量过高的开关电源在电网某一路上密集安装使用时，会使三相四线制供电系统的中线电流急剧增加，大大超出相电流，引起中线超负荷，造成中性点电压偏移，很容易导致开关电源大批损坏。这是未采取有效谐波滤波技术的原因，有的还会引起火灾，造成重大经济损失。因此，无论是从保证电力系统的安全、经济运行来看，还是从保护用电设备和人身安全来看，必须严格控制并限定电流谐波含量，以减小谐波污染造成的严重危害。

开关电源采用简单的桥式整流电路和电解电容进行滤波，实施 AC/DC 变换，不能满足电子产品的需要和使电流谐波含量达到所要求的标准，必须采取有源功率因数校正或无源功率因数校正电路。

关于开关电源各次谐波分量及总谐波含量的测试，是一个比较复杂的技术问题。现在采用傅里叶变换原理进行谐波分析，制造出了高性能的开关电源综合分析仪和双踪高频频谱分析仪，能方便地测试谐波含量和各次谐波分量并打印出测试结果，对于认识分析电流谐波很有好处。

4.1.2 功率因数

现在，家用电器已进入千家万户，工业电气化自动化不断提高。各种程序控制电动机、计量器具、显示器等既有阻性负载、感性负载，又有容性负载。由于受到电抗的作用，发电机发出的交流电流往往滞后于交流电压一定角度，即相位角 φ 不为零，就是说发电机发出的电能不能完全被所有的用电设备完全利用，只有一部分电能被利用，而相当一部分电能以磁场能的形式在发电机和用电设备之间往返变换而不能被释放。功率因数是输入功率与输出功率之比，说具体点是有功功率与视在功率之比。功率因数的高低对发电设备将产生重大影响，第一电力设备得不到充分利用。第二将使电力输送电路的电流增加，在电路上引起较大的电压降和损耗，还会影响用电设备正常运行。第三低功率因数在电路上产生很大的环流，降低输出功率。第四开关电源的功率因数低，使电路发热，破坏绝缘层，影响电源使用寿

命，所以提高功率因数是质量所需，是效益所迫。功率因数以下式表示：

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

式中，λ 为电路功率因数；P 为有功功率；S 为视在功率。

视在功率等于有效电压 V_{rms} 和有效电流 I_{rms} 的乘积：

$$S = V_{rms} I_{rms}$$

电路功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{P}{S}$$

理想的功率因数 λ 等于 1，是指供电电路电压和电流无波形畸变，均为标准的正弦波。对于理想的正弦波电压和电流有两种情况，其中一种情况是用电负载是电阻性的，输入电压和电流都会保持正弦波，并且相位差 $\varphi=0$。在这种情况下，电路功率因数 $\lambda=1$，这时的功率全部消耗在负载上。另一种情况是负载是电感性的，供电电路的电压和电流均呈正弦波，但是输入电压与电流之间存在相位滞后，φ 不再为零。输入电压和输入电流均为标准的正弦波时，用向量表示的功率三角形如图 4-2 所示。在这个功率三角形中，Q 表示电路的无功功率。根据功率因数的定义，很容易算出 $\lambda=\cos\varphi$ 这一众所周知的结果。结果表明，有功功率不是最大值。

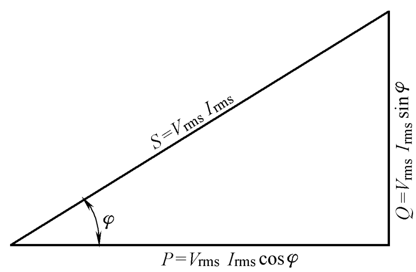


图 4-2 正弦信号功率三角形

4.1.3 功率因数与总谐波含量的关系

对于开关电源输入电流产生畸变的正弦波，必须用傅里叶级数来描述。根据傅里叶变换原理，瞬时电流表示为

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t)$$

式中，n 表示谐波次数；系数 a_n 和 b_n 分别表示为

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i(t)\sin(n\omega t)\,\mathrm{d}(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i(t)\cos(n\omega t)\,\mathrm{d}(\omega t)$$

每一个电流谐波通常会有一个正弦或余弦周期，n 次谐波电流的有效值可以用下式计算：

$$I_{n(rms)} = \frac{1}{2}\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

n 次谐波电流与基波电流之比即为 n 次谐波含有率，也就是人们所说的 n 次谐波含量。总有效值电流 $I_{total(rms)}$ 为

$$I_{total(rms)} = \sqrt{I_{1(rms)}^2 + I_{2(rms)}^2 + I_{3(rms)}^2 + \cdots + I_{n(rms)}^2}$$

式中，$I_{1(rms)}$ 为基波电流有效值，$I_{n(rms)}$ 为 n 次谐波含有电流有效值。用基波电流百分比表示的电流总谐波含量称为总谐波畸变率，简称总谐波畸变（Total Harmonic Distortion,

THD)。总谐波畸变的定义为

$$\mathrm{THD}=\frac{\sqrt{I_{2(\mathrm{rms})}^{2}+I_{3(\mathrm{rms})}^{2}+\cdots+I_{n(\mathrm{rms})}^{2}}}{I_{1(\mathrm{rms})}}\times100\%$$

根据上式，有关功率因数的表达式为

$$\lambda=\frac{I_{1(\mathrm{rms})}\cos\varphi_1}{I_{\mathrm{total(rms)}}}=\frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1+\mathrm{THD}^2}}$$

这就是功率因数与 THD 的关系。从上式中可以看出：要提高电路的功率因数，就必须最大限度地抑制输入电流的波形畸变，同时还必须尽可能使电流基波与电压基波之间的相位差趋于零。如果开关电源未采用功率因校正，THD 只有 120%。值得注意的是，高功率因数开关电源的输入电流的谐波含量并不一定可以实现 THD 的低指标，有些开关电源的功率因数可以达到 0.95，但 3 次、5 次和 7 次等奇次谐波含量常常会超过标准规定的极限值。反之，由于功率因数还与基波电流和电压的相位差有关，尽管有时总谐波畸变并不是很高，但功率因数可能会很低。因此，电路设计人员的任务就是既要获得高功率因数，又要得到低谐波畸变，同时还要确保满足开关电源其他所有技术指标的要求。有些电源研究工作者把桥式整流后的滤波电容减小到不足 2.2μF，还有的人干脆不用滤波电容。这样做的结果是，尽管电路功率因数提高到几乎等于 1，但是桥式整流器输出的是脉动直流电压，对开关电源的功率开关管造成很大损害，而且还会导致电路的峰值电流极高，对开关管、高频变压器、输出整流二极管安全运行极为不利。由此可见，通过减小滤波电容的容量来增大桥式整流二极管的导通角，抑制输入电流的波形畸变，提高电路的功率因数，这种方法是行不通的，是不可取的。

为什么要提高功率因数？提高功率因数有什么意义？当功率因数过低时，产生电力的发电机和变压器等设备，输出的有功功率会明显减小，而输出无功功率的比例则增大，这使电力供电设备得不到充分利用。如果功率因数过低，通过电网输送的电流会增加，这样就会在输电电路上引起很大的电压降落和功率损耗，会造成巨大的电能浪费，而且会影响用电设备的正常运行。低功率因数常常在开关电源电路上产生环流，这种环流不仅使开关电源产生磁饱和，还会使供电电路产生热量，导线的过热加速了绝缘层绝缘性能的损坏，易引发火灾事故。因此，很多国家对开关电源功率因数都有严格的规定，要求开关电源的功率因数不能低于 0.9。综上所述，用电设备的功率因数和输入电源的电流谐波含量都是供电系统和用电部门极为关心的两项技术指标。不论是从保证电力系统的安全经济运行来看，还是从保护广大用户的人身和财产安全来看，都必须使用高功率因数、低电流谐波含量的电源。

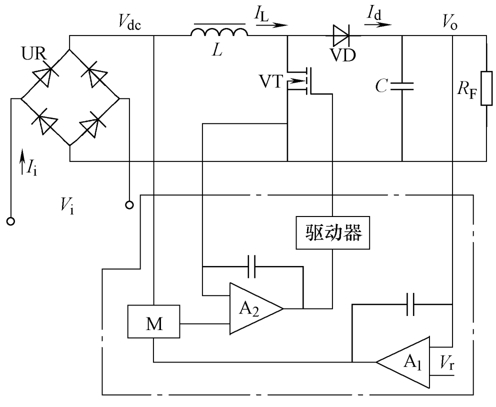


图 4-3 有源功率因数校正的基本工作原理图

4.1.4 功率因数校正的意义与基本原理

功率因数在所有用电设备中非常重要，开关电源中任何一种 AC/DC、DC/DC 变换电

路都离不开功率因数校正。图 4-3 是有源功率因数校正（Advantage Power Factor Correction，APFC）的基本工作原理图。主电路由单相桥整流电路和 DC/DC 变换电路组成，点画线框内为控制电路。控制电路包括电压误差放大器 A_1、基准电压源 V_r、电流误差放大器 A_2、乘法器 M 和驱动器等，组成一个比较完整的有源功率校正器的控制电路。主电路包括桥式整流器（UR）、功率开关管（VT）、输出升压二极管（VD）以及滤波电容（C）等。主电路和控制电路组合成有源功率因数校正器。

有源功率因数校正器的工作原理是这样的：主电路里的桥式整流电路将输入的交流电整流为 100Hz 的脉冲直流电，再经升压电感 L 和升压二极管 VD 整流输出电压 V_o。电压 V_o 和基准电压 V_r 进行比较后，输入给电压误差放大器 A_1，放大后的误差电压与桥式整流的脉动电压一起加到乘法器 M 中相乘，乘法器 M 输出一电流信号并与开关电流一起加到电流比较器 A_2 上，经 A_2 比较误差放大均化。中性电流去驱动脉宽调制信号，以控制开关功率管 VT 的导通和截止，从而使输入电流（即电感电流 I_L）的波形与整流输出的脉动电压的波形基本一致，使电流谐波大大减少，提高了功率因数。不但如此，整流升压二极管输出电压受到可调频率的控制，可以得到稳定的、所需要的工作电压，这样为开关电源的设计、调试带来了便利。

图 4-4 所示是功率因数校正电路的输入电流 I_L、I_i 和输入电压 V_{dc}、V_i 的波形。V_i 与 I_i 是两个同相位的正弦波。由图可见，输入电流被 PWM 频率调制后，使脉冲呈现出近似正弦波的波形，在一个开关周期内具有高频纹波的输入电流经均化后，使原先像锯齿波一样的纹波（见图 4-4a）变成了较平滑的如同正弦波的波形，而且输入电流与输入电压是同相位的，不存在整流二极管导通角的影响，使输入电流发生畸变，谐波含量大大降低，功率因数提高到近似 1，这就是有源功率因数校正的作用。

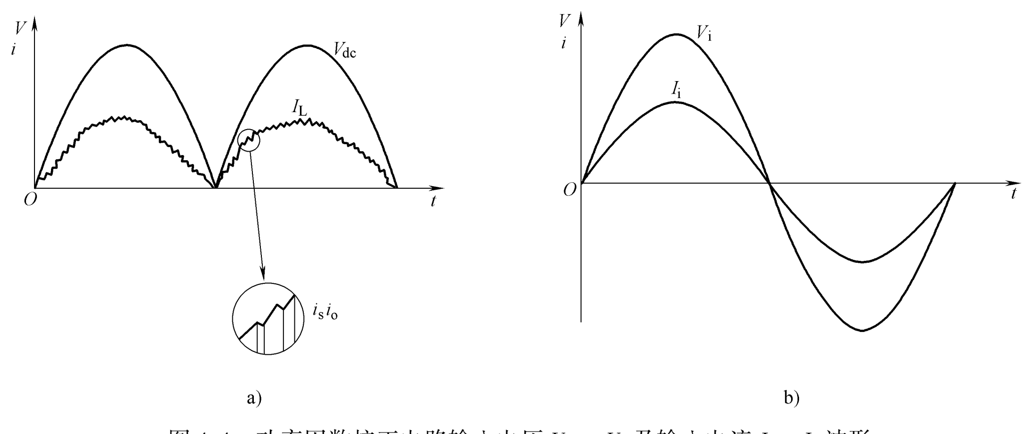


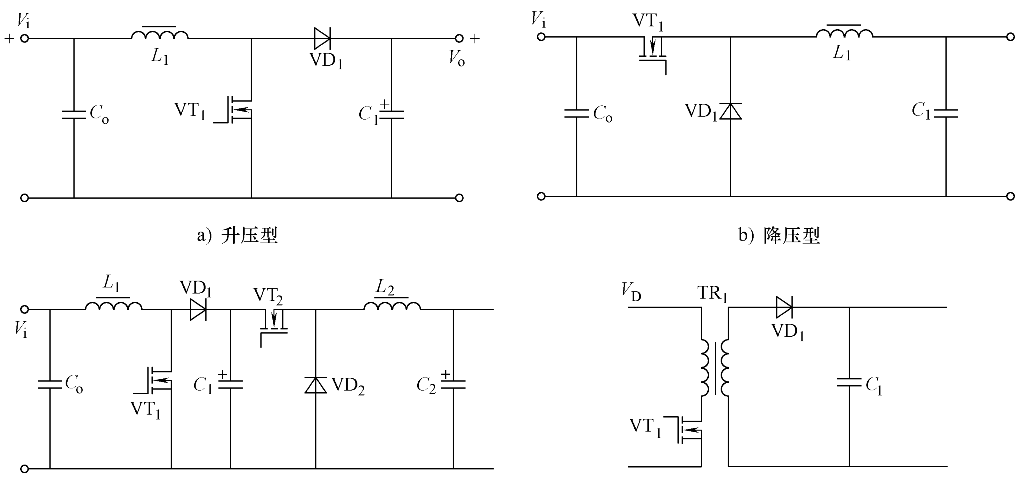
图 4-4 功率因数校正电路输入电压 V_{dc}、V_i 及输入电流 I_L、I_i 波形

实现 PFC 的方法很多，可根据电路工作频率高低以谐波分类，大致可分为 3 种：①无源 PFC，就是电感、电容、整流二极管所组成的电路。②低频有源 PFC。是利用电感、功率开关管和控制电路组成调节功率开关管的通断，实现交流假正弦化，使低频有源 PFC 的 PF 值达 0.95 ~ 0.97。③高频有源 PFC，采用升压型功率变换电路，强制输入电流跟踪输入电压，实现正弦化，并与输入电压同步，PF 值能达 0.99 以上，THD 小于 7%，但电路较复杂，使用较多。

4.2 有源功率因数校正

4.2.1 有源功率因数校正的主要优缺点

功率因数校正包括无源功率因数校正（Passive Power Factor Correction，PPFC）和有源功率因数校正（Active Power Factor Correction，APFC）两种，这两种电路的主要不同点在于后者除了使用无源元件外，还采用了晶体管和专用集成电路。在谐波滤波电路中，只要使用了一个晶体管之类的有源器件，就叫做 APFC 电路。APFC 电路置于桥式整流器与滤波电解电容之间，是一种 DC/DC 变换电路。APFC 变换电路有升压、降压、升压—降压和回扫 4 种类型，如图 4-5 所示。在回扫型 APFC 电路中，输出电压可以低于输入电压，也可以高于输入电压。在多数情况下，这种隔离式变换电路的输出电压都低于输入电压。由于升压型 APFC 电路在一定输出功率下可以减小输出电流，这样可以减小输出滤波电容的容量和体积，目前开关电源大多采用这种类型的 APFC 电路。



a) 升压型　b) 降压型　c) 升压—降压型　d) 回扫型

图 4-5　APFC 电路的主要类型

APFC 可以采用不同的方法进行控制。从变换电路的工作频率分有固定频率和可变频率两种；从电流控制方法上分有峰值电流控制、平均电流控制、滞环电流控制三种；按电感扼流圈有无储存电流来分，有连续传导模式（CCM）和不连续传导模式（DCM）两种，前者用于输出功率较大的场合，后者适用于 200W 以下的中功率 APFC 变换电路；在开关控制模式上又分为零电流开关（ZCS）和零电压开关（ZVS）两种类型。

在开关电源中，以升压型预调整器最为流行。它的主要优点是：第一，能有效地抑制输入电源电流的谐波失真，完全可以达到甚至远远低于谐波电流畸变指标要求；第二，能将系统功率因数提高到几乎等于 1 的水平，完全能满足世界各国对功率因数和总谐波含量的技术标准要求；第三，输出低纹波含量的直流电压，能确保开关电源的电流波峰系数低于 1.5；第四，当输入交流电压在较大的范围内波动时，实现电压宽带输入（85 ~ 265V），而输出电压可得到稳定的直流电压；第五，消除了浪涌电压及尖峰电压对电路元件的冲击，提高了开

关电源的可靠性和安全性，有力地延长了开关电源的使用寿命。

升压型有源功率因数校正电路是处在桥式整流电路与电源控制电路之间。有源功率因数校正电路的输入与输出间没有绝缘隔离，升压变压器的一次侧两端就是 APFC 的输出端，就安全而言有些危险，但是从整体开关电源来讲，并无大碍。当开关电源工作在 20 ~ 100kHz 的 PWM 条件下时，功率开关管的源极（S）、二极管和输出电容形成的电路如果出现杂散电感，APFC 电路容易产生过电压的危险，对功率开关管的安全运行不利。

APFC 的开关电源适用于 500W 的负载，这种开关电源经常在电力电子设备的预调节器上使用。图 4-3 所示的有源功率因数校正电路为硬开关电路，升压式变换电路也可以用软开关构成 APFC。软开关可以降低开关损耗，提高 APFC 的效率。最近，国内已研制出了新型恒频控制零电压转换开关。这种 APFC 开关电源的主要参数指标为：输入电压为 AC 85 ~ 265V，输出功率为 500W，用 IRGBC30U（IGBT）作为功率转换的主开关管，电源的工作频率一般为 100kHz 或更高，电路实测效率可以达到 95% ~98%。

4.2.2 有源功率因数转换的控制方法

我们在前面讨论了有源功率因数控制的类型，而且对各种类型的优缺点作了简短的分析。APFC 的电流控制方法基本上有 3 种，即峰值电流控制、滞环电流控制以及平均电流控制。这里将以开关电源功率因数校正的控制为例，说明 3 种方法控制的基本原理。假设工作模式为 CCM，这 3 种控制方法有什么特点呢?

1）峰值电流法是检测峰值电流，采用恒定的开关电源工作频率，只有稳定的工作频率才能有效地、快速地测出峰值电流，并将这一电流“削尖”、均化来控制开关管，对 PWM 进行调节，使输入电流波形与输入电压保持同步，从而提高功率因数。由于输入电流被“削尖”，在电路上对输入电流波形需要进行斜率补偿。

2）滞环电流法是检测 APFC 电路中电感上的电流，当电感电流达到一定值时，开关晶体管开始导通；电感电流下降到一定值时，开关晶体管陡然截止，它的控制方式是利用工作频率改变来控制开关管的导通和截止。一般设计输出滤波电路时，按最低工作频率考虑，所以，开关电源的体积和重量是最小的，工作损耗较小。

3）平均电流法是开关电源和电子镇流器对有源功率因数校正用得最多的一种方法。*THD* 值小，对噪声不敏感，电感电流峰值与平均值之间的误差小，具有恒定的工作频率，可以任意拓扑各种控制电路，输入电压可以随便调节。这种方法的缺点是控制电路比较复杂，需要增添电流误差放大器。下面分别介绍这 3 种控制方法的工作原理和各自的优缺点。

4.2.3 峰值电流控制法

图 4-6 为峰值电流控制法的原理电路图，该电路是实现开关电源和电子镇流器有源功率因数校正的基本电路。开关管采用 MOSFET，它的漏极电流 I_s 被检测后转换为电压信号 V_g，然后送入比较器 C_b，基准电流值 z 由乘法器 M 输出提供。乘法器 M 有两个输入信号，一个是 x，另一个为 y。输出电压的采样值 N_o/H 与基准电压 V_{ref}进行比较后，其差值为 x 信号；y 电压信号是桥式整流输出的脉动电压经分压后得到的 V_{dc}/K 信号，与 x 信号一同进入乘法器 M。

因为基准电流是双半波正弦电压，从电感输入的电流（I_L）的峰值包络线紧跟输入电

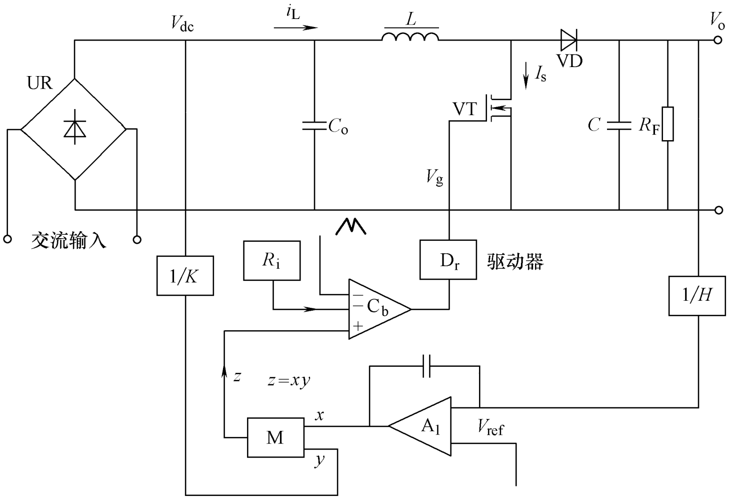


图 4-6 峰值电流控制法的功率因数校正电路

压 V_{dc}的波形。这样，输入电流与输入电压同相位，并且是一个完整的正弦波。该系统中的电压环路由分压器 1/H、进行补偿作用的电压误差放大器 A_1、乘法器 M、电流比较器 C_b 以及驱动器 D_r 组成。此电路在保持功率因数近似于 1 的同时，也能使谐波含量下降到最低，稳定地输出电压。

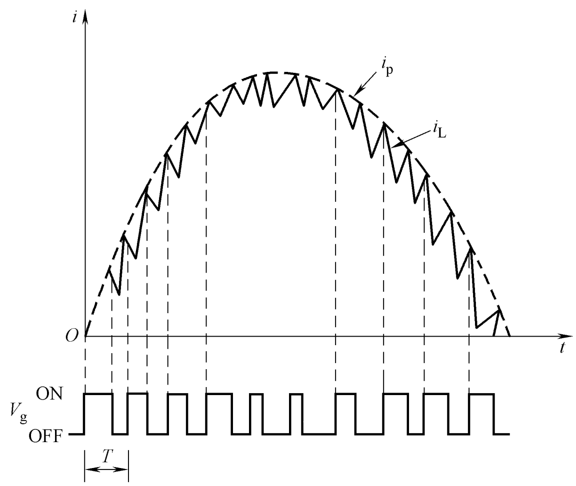


图 4-7 峰值电流控制法的电感电流波形图

峰值电流控制系统中含有两种频率的电流：一种是 50Hz 工频的基准电流 i_L，另一种是被调节控制的高频输入电流 i_P，如图 4-7 所示。图中的虚线为每个开关周期内的峰值电感电流的包络线。从图 4-7 清楚地知道，当电感电流的峰值与平均值很接近时，纹波电流很小。这就意味着，电感较大时，电感电流上升得缓慢，坡度较小。门极信号 V_g 控制着开关管 VT 高频调制的电感电流。当 VT 导通时，电感电流上升。此电流达到峰值后，比较器输出一控制信号，经驱动器 Dr 放大后使开关管 VT 关断，这时电感电流下降。到下一个开关周期时，VT 再次导通，如此循环下去。特别指出的是，峰值电流控制法的开关频率是恒定的。在保持输入功率因数接近 1 的同时，使输出电压稳定。在图 4-7 中，当电感电流从零变化到最大值时，占空比 D 逐渐由大变小。在这个工频变化的半个周期内，占空比 D 从 0.6 变化到 0.3，在此期间有可能出现谐波振荡，这是我们不希望看到的。为了防止这种谐波振荡出现，必须在比较器的输入端增加一个斜坡补偿器 R_i，以便使占空比在大范围内变化时不产生谐波振荡，使电路工作稳定，同时使输出电压保持稳定。

功率因数校正采用峰值电流法带来了两个问题：一是高频空间的平均值与控制电感电流

峰值之间的误差有时大有时小，无法满足使总谐波含量 *THD* 很小的目标要求；二是利用峰值电路电流控制开关，无疑为噪声的产生提供了条件，因此，开关管容易发热，电路损耗大。

4.2.4 滞环电流控制法

可用滞环电流控制法控制开关电源的功率因数校正电路。图 4-8 是用这种方法控制的原理图。

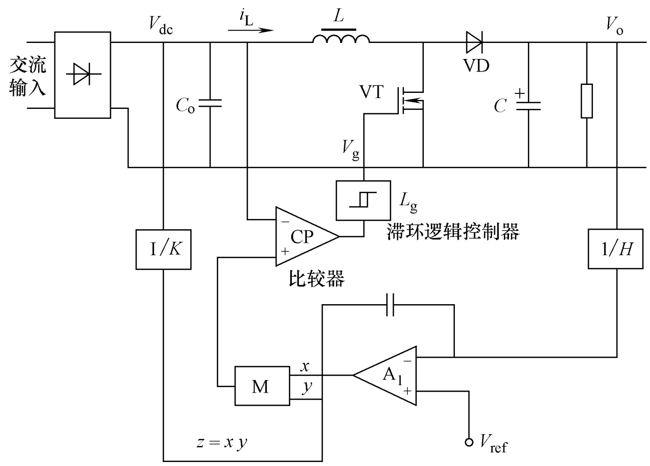


图 4-8 滞环电流控制法的功率因数校正原理图

图 4-6 和图 4-8 是不同的。滞环电流控制法的检测电流是电感电流，而峰值电流控制法的检测电流是开关电流。另外，滞环电流控制法的原理图内多了一个滞环逻辑控制器。滞环逻辑控制器的特点和一般继电器一样，由于继电器里的电感作用，产生出一个滞环电流带。所检测的输入电压经分压后，产生两个基准电流 i_{min} 和 i_{max}，当电感电流 i_L 等于基准电流下限值 i_{min} 时，控制开关管 VT 导通。这时，电感电流 i_L 上升。当这个电流等于基准上限值 i_{max} 时，开关晶体管 VT 截止，电感电流 i_L 下降。

图 4-9 中的上、下两条虚线是电感电流的上、下值，图中的实线是电感电流，在 i_{max} 与 i_{min} 之间为电感电流的平均值 $i_{平均}$。i_{max} 与 i_{min} 的差值大小就代表了电流滞环的宽窄，电流滞环的宽窄决定电流纹波的大小，它与瞬时平均电流有一定的比例关系。

滞环电流控制法控制电路设计有 3 个比较器，如图 4-10 所示。其中，两个比较器用来形成电流滞环带。DL_1、DL_2 是双稳态振荡器，是两个与非门，精确地控制电感电流的上、下限值，交替地控制开关，使电路具有无惯性频率改变的特性。A_3 比较器用于保证开关管在工频整流电压的正弦半波的开始和结束时刻处于截止状态，防止工作频率随意进入。

滞环电流控制法控制的主要缺点是负载的变化对开关频率影响较大，这样在设计滞环电流控制法时要多加考虑开关电源的输出整流滤波电路，要按最低工作频率考虑，否则开关电源的体积和重量很难得到减小。中、小型开关电源一般不采用滞环电流控制法来实施有源功率因数校正。另外，该控制法的电路结构较为复杂，调试时需要用比较多的仪器，因此，得不到广泛的应用。但是滞环电流控制法对有源功率因数校正的效果是很好的。

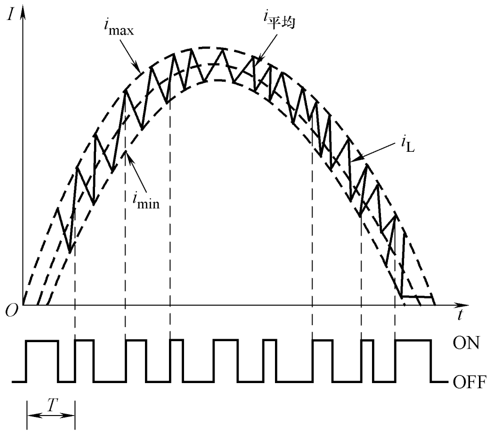


图 4-9 滞环电流控制法控制的电感电流波形图

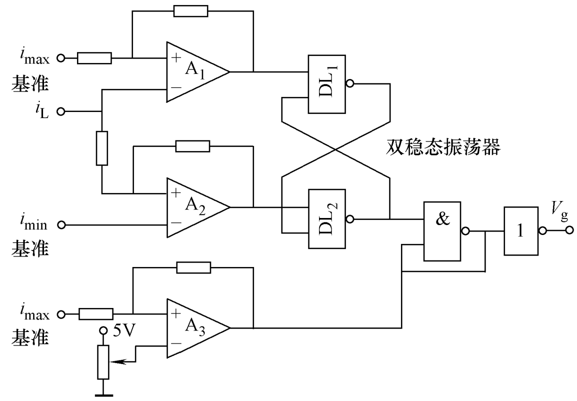


图 4-10 滞环逻辑控制电路

4.2.5 平均电流控制法

图 4-11 是平均电流控制法的功率因数校正原理图。平均电流控制的有源功率因数校正电路具有升压变换电路和乘法器，它既可以工作于电感电流续流模式（CCM），也可以工作于电感电流断流模式（DCM）。这种类型的 APFC 变换控制电路一般是由一片 IC 来构成的。电路中的升压电感器 L、功率开关管 VT、高频整流二极管 VD 和输出电容 C_o 组成有源功率因数校正的主电路。APFC 变换电路不仅具有升压变换电路，还具有可调的直流输出电压。另外，还有电流检测回路。控制集成电路还有电流误差放大器、模拟乘法器、电流放大器、电流检测逻辑电路和栅极驱动器。它的工作原理是：固定高频振荡频率，控制 PWM 输出脉冲，占空比的大小取决于电路外的 APFC 升压变换电路的直流输出电压与交流输入电压之间的比率。当开关管导通时，升压电感 L 的电流 I_L 增加，通过传感电阻 R_s 回到整流桥的地。高频整流二极管 VD 由于处于反向偏置，输出电路 C_o 向负载 R_f 提供电能。当输入电流和反馈电流达到平衡时，开关管 VT 截止，电感电流 I_L，通过整流二极管 VD 向电容 C_o 输送电流，电容器 C_o 开始储能。电感电流 I_L 实际上具有与开关管频率相同的纹波，其平均电流 $I_{平均}$按正弦规律跟踪全桥整流半波正弦电压的波形变化。因此，桥式整流器的交流输入电流与交流输入电压同相位并接近正弦波形。输入电流信号被检测，与基准电流比较后，其高频分量（例如 100kHz）的变化通过电流误差放大器被平均化处理，放大后的平均电流误差与锯齿波斜坡比较差值，给开关管 VT 提供驱动信号，并决定占空比 D 的大小。这时误差电流被迅速而精确地校正。由于电流控制有较大的放大倍数和带宽，跟踪误差所产生的畸变很小，一般都在 1% 以内，容易实现功率因数接近 1 的水平。

图 4-12 所示的是平均电流控制法的电感电流波形。图中实线所示为电感电流，虚线所示为平均电流。

平均电流控制法的特点是：工频电流的峰值是高频电流的平均值，而高频电流的峰值比工频电流的峰值更高，可见总谐波含量 *THD* 很小；因为工频电流的峰值是高频电流的平均值，所以对噪声不敏感；电感电流峰值与平均值之间的误差小，电流环的宽度较窄，输出纹

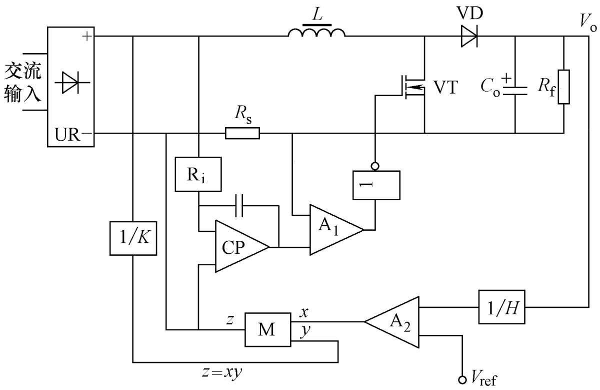


图 4-11　平均电流控制法功率因数校正原理图

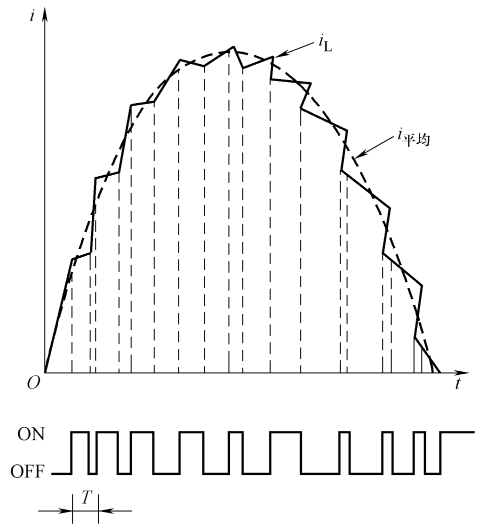


图 4-12　平均电流控制法的电感电流波形图

波小。原则上，平均电流控制法的 APFC 可以任意拓扑，除了检测升压式变换电路的输入电流外，也可以用于检测降压式（Buck）变换电路、回扫式（Flyback）变换电路的输入电流，其控制的效果还是非常理想的。

对应于电源输入电压范围 85～265V，平均电流控制的 APFC 电路的输出功率为 100W～2kW。采用高频 PWM 平均电流控制法，不需要斜坡补偿。无论是工作于电流连续模式（CCM）还是工作于断续模式（DCM），与峰值电流法相比，只需要一个小的磁性元件，即可获得更低的电流谐波畸变。

4.3　有源功率因数校正电路设计

4.3.1　峰值电流控制法电路设计

峰值电流控制法的开关频率是恒定的。在图 4-13 中，APFC 控制器现选用韩国三星公司生产的 KA7524。APFC 预调整电路适用于 200W 以下，尤其是 150W 的开关电源有源功率因数调整功能。这种 IC 在各类 APFC 芯片中价格比较便宜，市场上容易买到。可用 KA7524 作为控制器来设计 DCM 传导模式，实现电源降压节电控制。关于峰值电流控制法的 APFC 工作原理在前面已作了介绍。只要预调整电路的元件选择适当，布置合理，用 KA7524 就可以使 APFC 升压变换电路的预调整电路的功率因数高于 0.99，输入电流的总谐波含量 THD 小于 1.55%。APFC 升压调整电路的输入电压为 85～265V（交流，50Hz），输出电压为 400V（可调节的直流电压），输出功率可达 150W，变换效率 $\eta>95\%$，功率因数可达 0.99 以上。

1. 升压变换电路的设计

升压变换电路也叫升压电感器。在图 4-13 中，升压变换电路 TR 的一次电感 L_P 是 APFC 调整器的升压电感，起着峰值电流传递和升压的作用。变压器 TR 的二次绕组 N_S 的作用有二：一是作为零电流检测传感器；二是与电阻 R_4、整流二极管 VD_5 和电容 C_3 组成电源

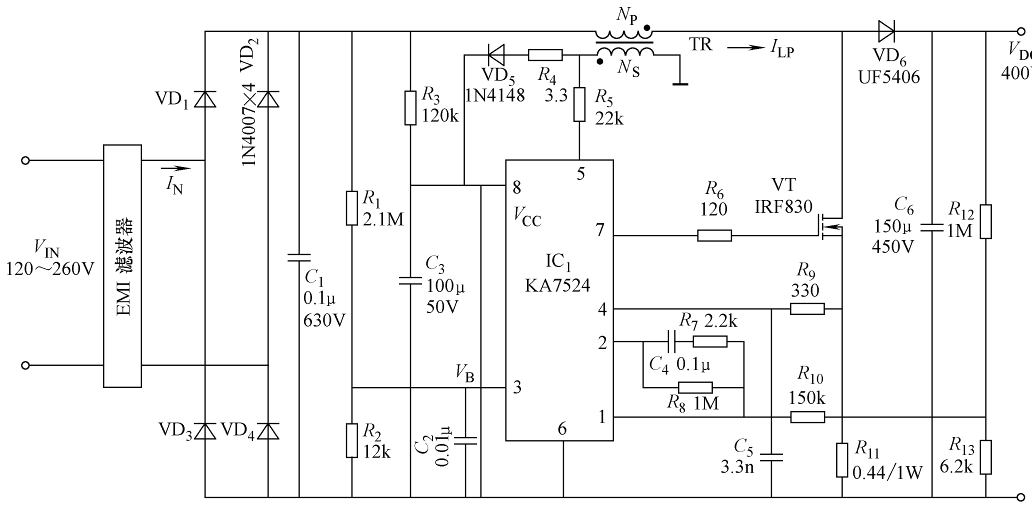


图 4-13　以 KA7524 作为控制器的 APFC 升压式调整电路

滤波整流电路，供给 KA7524 调制器启动电压。TR 是 APFC 升压变换电路中的关键元件之一。

桥式整流所输出的直流电流流经升压变换电路的一次绕组 L_P，也是桥式整流前的输入电流 I_{IN}。图 4-14 是一次电流 I_P 的波形示意图。由图可知，电感电流呈三角波。开关管在导通期间，电感电流从零开始沿着斜坡上升到达“顶峰”；在开关管截止期间，电感电流从顶端峰值沿斜坡下降到零。只要电感电流一跌落到零，开关晶体管就导通，进入下一个开关周期，电感峰值电流 I_{LP}是平均输入电流 I_{IN}的两倍。由此可见，有下列公式存在：

$$I_{IN}=\frac{I_{LP}}{2} \tag{4-1}$$

式中，I_{IN}是输入电流的平均值；I_{LP}是变压器一次电感的峰值电流。

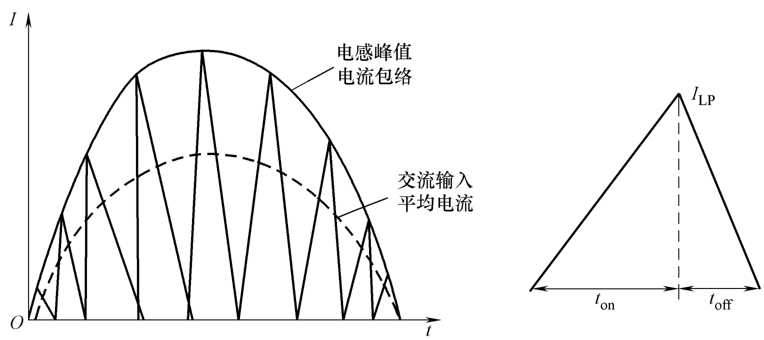


图 4-14　升压变换电路电感电流 I_P 的波形图

最大交流输入电流由下式计算：

$$I_{IN(max)}=\frac{2P_{OUT}}{\eta V_{IN(min)}} \tag{4-2}$$

式中，P_{OUT}是 APFC 调整器的输出功率（W）；η 是变换电路的效率；$V_{IN(min)}$ 为最低交流输

入电压（V）；$I_{IN(max)}$为最大交流输入电流（A）。

设计 PFC 转换电路，输出功率 $P_o=100W$，电路变换效率 $\eta=90\%$，电路工作频率为100kHz，输出电压为 AC 120～265V，输出直流电压 $V_{HD}=400V$，设计升压变压器及有关电子元器件。

计算电路输入功率：

$$P_i=P_o/\eta=100/0.9W=111.1W$$

计算最大、最小占空比：

$$D_{max}=\frac{V_{OR}}{V_{OR}+V_{in}-V_{DS(on)}}=\frac{135}{135+90-10}=0.628$$

$$D_{min}=\frac{V_{in}}{V_{in}+V_{OR}-V_{DS(on)}}=\frac{90}{90+135-10}=0.419$$

计算输入直流电流 I_P 和峰值电流 I_{PK}：

$$I_P=\frac{P_i}{V_{i(min)}}=\frac{111.1}{138.2}A=0.804A$$

$$I_{PK}=\frac{I_P}{(1-0.5K_{RP})D_{max}}=\frac{0.804A}{(1-0.5\times0.44)\times0.628}=\frac{0.804A}{0.4898}=1.641A$$

式中，K_{RP}为输入纹波电流与峰值电流比，$K_{RP}=0.44$。

计算变压器一次电感：

$$L_P=\frac{10^3P_o[Z(1-\eta)+\eta]}{I_{PK}^2K_{RP}\left(1-\frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta}=\frac{10^3\times100\times[0.5(1-0.9)+0.9]}{1.641^2\times0.44\times\left(1-\frac{0.44}{2}\right)\times100\times10^3\times0.9}mH=1.14mH$$

式中，Z 为变压器一次与二次损耗比，取 0.5。

电感 L_P 与交流输入电压的额定值、最低交流输入电压有着非常重要的关系。一次电感 L_P 计算出来以后，磁心的选择大多利用面积乘积 A_P 的方法来确定。在这里利用铜损因数的方法来确定磁心，具体公式如下：

$$K_g=\frac{\Omega}{P_{Cu}}\left(\frac{L_PI_{LP}^2}{B_{max}}\right)^2 \tag{4-3}$$

式中，$I_{LP}=I_{LP(max)}$，为最大峰值电感电流（A）；B_{max}为最大磁感应强度（T），取 $B_{max}=0.15T$；$\Omega=1.724\times10^{-8}\Omega\cdot m$；$P_{Cu}$为铜的最大功率损耗（W），按照经验一般铜损是最大输出功率的 1.5%，所以 $P_{Cu}=100\times0.015W=1.5W$。

$$K_g=\frac{1.724\times10^{-8}}{1.5}\times\left(\frac{1.14\times10^{-3}\times1.641^2}{0.15}\right)^2m^5\approx4.81\times10^{-12}m^5$$

所选用磁心的铜损因数 K_g 必须高于用上式所计算出的因数。设所选用磁心的因数为 K_g'，则

$$K_g'=K\frac{A_wA_e}{l_w} \tag{4-4}$$

式中，K 为绕组系数，设 $K=0.36$；A_w 为绕组骨架窗口面积（mm^2）；A_e 为磁心有效截面积（mm^2）；l_w 为每匝绕线平均长度（mm）。

根据表 4-1，现选用 PQ26/20，则绕线窗口面积 $A_w=60.4mm^2$，磁心有效截面积 $A_e=$

113mm^2，绕组平均长度 $l_w=56.2\text{mm}$，这时 $K'_g=0.36\times\dfrac{60.4\times113^2}{56.2\times10^{15}}\text{m}^5\approx4.94\times10^{-12}\text{m}^5$。

表 4-1 APFC 升压变换电路和开关电源常用磁心型号及有关数据

磁心型号及规格	A_e/cm^2	A_w/cm^2	N_{max}		$N\cdot A_e$	
			#18AWG	#20AWG	#18AWG	#20AWG
EC35	0.84	—	90	110	76	92
EC41	1.21	—	100	120	121	145
EE28/21	0.86	—	30	40	26	34
EE28/33	0.86	—	30	40	26	34
EE30/30/7	0.6	—	30	40	18	24
EEC28	0.82	1.14	50	70	41	57
EEC28L	0.82	1.48	90	100	74	82
EEC35	1.07	2.18	95	110	102	118
EI26	0.68	0.44	100	110	68	—
EI28	0.86	0.69	30	40	26	34
EI30	1.11	0.75	30	40	33	44
EPC25	0.46	0.85	—	—	—	—
EPC30	0.61	1.17	70	90	43	55
ETD29	0.74	—	—	—	—	—
ETD34	0.97	1.88	90	110	87	107
LP32/13	0.7	1.25	80	100	56	70
PQ26/20	1.13	0.604	35	45	42	54
PQ20/20	0.61	0.66	40	55	42	55
PQ26/25	1.2	0.84	50	70	60	64
PQ20/16	1.7	0.8	44	60	68	102
PQ32/30	1.7	0.8	40	60	68	102
RM8	0.64	—	—	—	—	—
RM10	0.98	—	40	60	39	59

计算结果表明 $K'_g>K_g$，PQ26/20 磁心可以选用。

计算升压变换电路的一次绕组匝数 N_P：

$$N_P=\frac{L_P I_{LP(max)}}{B_{max}A_e}=\frac{1.14\times1.641\times10^{-3}}{0.15\times113\times10^{-6}}\approx110$$

绕组磁导线截面积为

$$S_{wire}=K\frac{A_w}{N_P}=0.36\times\frac{60.4}{110}\text{mm}^2\approx0.198\text{mm}^2$$

$$N_{PD}=\sqrt{\frac{4S}{\pi}}=\sqrt{\frac{4\times0.198}{3.14}}\text{mm}=0.5022\text{mm}$$

可选用径为 0.51mm 的高强度漆包线。

磁心气隙长度 L_g 为

$$L_g = \frac{4\pi\times10^{-7}N_P^2}{L_P}A_e = \frac{4\times3.14\times10^{-7}\times110^2}{1.14}\times113\text{mm}\approx1.51\text{mm}$$

二次绕组 N_S 两端的电压 $V_S=15\text{V}$，因此二次绕组的匝数 N_S 为

$$N_S = N_P\frac{V_S}{V_{OUT}} = 110\times\frac{15}{400} = 4.125\approx4$$

2. 乘法器分压电阻及电流比较器外接元件参数的计算

电阻 R_1、R_2（见图4-13）是乘法器取压的分压电阻；R_{11}是电流传感电阻；R_{12}、R_{13}是误差放大器偏置电阻。另外，还有补偿网络的 C_4 和 R_7、R_8 等，这些是 APFC 调整器的重要元件，所以要对电路进行仔细计算。IC_1 的 3 脚是乘法器的电压输入端，该脚输入电压的最大值不得超过 2V，输入最大电压经全波整流后为$\sqrt{2}\times250\text{V}\approx354\text{V}$。

（1）乘法器取压电阻 R_1、R_2 的计算

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{2}{354} = \frac{1}{177}$$

设 $R_2=12\text{k}\Omega$，则有$\frac{12}{R_1+12}=\frac{1}{177}$，因此有：

$$R_1+12\text{k}\Omega = 12\times177\text{k}\Omega = 2124\text{k}\Omega$$

$$R_1 = (2124-12)\text{k}\Omega = 2112\text{k}\Omega\approx2.1\text{M}\Omega$$

电容 C_2 的作用是高频滤波，旁路掉输入部分的尖峰电压。一般 C_2 取 0.01μF。

（2）电流传感电阻 R_{11}的计算

KA7524 乘法器输入电压 V_{MO}的大小，由 4 脚输出的门限电压决定。开关管 VT 的源极串接电阻 R_{11}，用来检测升压变换电路一次绕组 N_P 的电流，峰值电流通过 4 脚的门限电压来控制。乘法器的输入电压由下式决定：

$$V_{MO} = KV_{IN1}V_{IN2} = KV_{IN1}(V_{EO}-V_{REF}) \tag{4-5}$$

式中，$K=0.8$，是 KA7524 乘法器的增益；V_{IN1}为乘法器在最低交流输入时 3 脚的最高输入电压；V_{IN2} 为乘法器输入电压，$V_{IN2}=V_{EO}-V_{REF}$，$V_{EO}=3.5\text{V}$；V_{REF} 为基准电压，$V_{REF}=2.5\text{V}$。

乘法器 3 脚的输入电压是

$$V_{IN1} = \frac{\sqrt{2}R_2}{R_1+R_2}V_{IN(min)} = \frac{1.414\times12}{2100+12}\times120\text{V}\approx0.96\text{V}$$

将已知数据代入式（4-5）进行计算：

$$V_{MO} = 0.8\times0.96\times(3.5-2.5)\text{V}\approx0.77\text{V}$$

$$R_{11} = \frac{V_{MO}}{I_{LP(max)}} = \frac{0.77}{1.641}\Omega\approx0.47\Omega$$

（3）电流传感电阻 R_{11}的功耗

$$P_{R11} = I_{LP(max)}^2R_{11} = 1.641^2\times0.47\text{W} = 1.27\text{W}$$

R_{11}可选用0.44Ω/1W精密金属膜电阻。调整电路中的电阻R_9和电容C_5用于消除开关管VT在导通期间所产生的尖峰电流。如果尖峰电流的时间间隔$t=500\text{ns}$，要求$f \leqslant \frac{1}{1.9}R_9C_5$。当$R_9=330\Omega$时，则有：

$$500 \leqslant \frac{1}{1.9} \times 330 \times C_5$$

$$C_5 \leqslant 2.9\text{nF}，取3.3\text{nF}$$

3. 误差放大器的偏置电阻的计算

电阻R_{12}、R_{13}与电位器RP_1是误差放大器的偏置电阻，在保证误差放大器正常工作的前提下，可用来调整输出电压V_{OUT}的高低。这3个电阻之间存在这样的关系：

$$\frac{R_{12}+(R_{13}+RP_1)}{R_{13}+RP_1}=\frac{V_{OUT}}{V_{REF}}=\frac{400}{2.5}=160$$

电位器RP_1在实际电路中不存在，因为它影响输出电压V_{OUT}，所以有$\frac{R_{12}}{R_{13}}=160$。设$R_{12}=1\text{M}\Omega$，则

$$R_{13}=\frac{1000\times10^3}{160}\Omega=6.25\text{k}\Omega$$

R_{13}可选用6.2kΩ、1/4W电阻。

IC_1（KA7524）工作在高频时，可以顺利地进行脉冲控制转换，可是在低频下往往对一些低频信号有“丢失”的现象，所以在IC_1的反相输入端与误差放大器的输出端之间并接有由C_4和R_7、R_8组成的频率补偿网络，用以防止信号“丢失”和抑制有源功率因数校正的升压变换电路输出电压的纹波。设纹波频率$f_{rip}=100\text{Hz}$，放大器的增益$G=40\text{dB}=0.01$，则电容C_4、电阻R_{12}与增益的关系是

$$G=1/2\pi f_{rip}C_4R_{12} \tag{4-6}$$

$$C_4=\frac{1}{2\pi f_{rip}R_{12}G}=\frac{1}{2\times3.14\times100\times1\times10^6\times0.01}\text{F}\approx0.16\mu\text{F}$$

C_4可选用0.1μF的普通电容。电阻R_8、R_7用于改善负载的瞬态响应，要求$R_8 \gg R_{13}$，R_8选用1MΩ电阻。R_{10}必须远小于R_{12}，取$R_{10}=150\text{k}\Omega$。R_7的阻值在1～4.7kΩ之间，取$R_7=2.2\text{k}\Omega$。

4. 启动电路元件的计算与选用

启动电路的元件包括R_3和C_3。升压电感L_P在输入脉动电压的作用下，在变压器的一次侧产生电感L_P，同时也在二次绕组中感应出电流I_S。升压变换电路的二次绕组N_S的两端电压为15V，此电压通过二极管VD_5和电容C_3整流滤波后，向IC_1的8脚提供12V的直流电压。二次侧脉动电压通过R_5向IC_1提供3mA的控制电流。R_5的阻值为22kΩ，VD_5选用快速恢复二极管1N4148。R_4是限流电阻，其阻值不能太大，否则会引起损耗，使供给IC_1的电流不足，可选用3.3Ω。启动电阻R_3应保证在最低输入电压$V_{IN(min)}$下，为IC_1提供足够大的启动电流。

$$R_3 < \frac{\sqrt{2}V_{IN(min)}}{I_{STR(max)}} \tag{4-7}$$

式中，$I_{STR(max)}$为 IC_1 的启动电源电流，为 0.5mA；$V_{IN(min)}=120V$。

$$R_3 < \frac{\sqrt{2}\times 120}{0.5\times 10^{-3}}\Omega \approx 339.4k\Omega，取 120k\Omega$$

在最高输入电压 $V_{IN(max)}$下，取压电阻 R_3 的功耗为

$$P_{R3} = \frac{V_{IN(max)}^2}{R_3} = \frac{250^2}{120\times 10^3}W \approx 0.52W，取 0.5W$$

启动电容 C_3 的选用原则是：电容的放电时间必须大于来自变压器二次侧的自举电压达到 IC_1 的 8 脚启动门限电压的时间。电容 C_3 的容量由以下两式决定：

$$C_3(\Delta V_{rip}) \geqslant \frac{I_{op}}{f_{rip}\Delta V_{rip}} \tag{4-8}$$

$$C_3(\Delta t) \geqslant \frac{I_{dy}\Delta t}{\Delta V_{H(min)}} \tag{4-9}$$

式中，ΔV_{rip}为纹波电压，设定为 2V；I_{op}为 IC_1 的工作电流，一般取 6mA；I_{dy}为 IC_1 的动态电流，一般取 20mA；f_{rip}为纹波频率，为工频的 2 倍，即 100Hz；Δt 为自举电压达到 IC_1 的启动门限电压的时间，设定值为 8ms；$\Delta V_{H(min)}$为 IC_1 的最小滞后电压，取 1.8V。

将以上有关数据代入式（4-9）、式（4-10），得到：

$$C_3(\Delta V_{rip}) \geqslant \frac{6\times 10^{-3}\times 10^6}{100\times 2}\mu F = 30\mu F$$

$$C_3(\Delta t) \geqslant \frac{20\times 10^{-3}\times 8\times 10^{-3}\times 10^6}{1.8}\mu F \approx 88.9\mu F$$

选取 C_3 为 100μF。

IC_1 的启动门限电压 $V_{STR}=10V$，电源启动电流 $I_{STR}=0.25mA$。当电路通电后，电路的最大启动时间为

$$t_{STR(max)} = C_3\frac{V_{STR}}{\frac{\sqrt{2}V_{IN(min)}}{R_3} - I_{STR}} = 100\times 10^{-6}\times\frac{10}{\frac{\sqrt{2}\times 120}{120\times 10^3} - 0.25\times 10^{-3}}s$$

$$\approx 100\times 10^{-6}\times\frac{10\times 10^3}{1.164}s \approx 0.86s$$

5. 输入、输出滤波电容、整流二极管、升压二极管的计算选用

在图 4-13 中，C_1 是 APFC 电路的输入电容，它的作用是滤除高次谐波；电容 C_6 是 APFC 电路的输出滤波电容，用于滤除输出电压的脉动交流成分，使电压平直。APFC 升压变换电路的有效电阻是

$$R_{EFF} = \frac{2P_{OUT}}{\eta I_{IN(max)}} = \frac{2\times 100}{0.9\times 0.804}\Omega \approx 276\Omega$$

电容 C_1 的容量为

$$C_1 \geqslant \frac{1}{2\pi R_{EFF} f \varphi} \tag{4-10}$$

式中，f 为升压变换电路的工作频率，取 50kHz；φ 为输入电流的纹波百分比，应小于 5%。依照 C_1 的计算公式，有

$$C_1 \geqslant \frac{1 \times 10^6}{2\pi \times 276 \times 5\% \times 50 \times 10^3} \mu F \approx 0.115 \mu F$$

C_1 选取 0.1μF/630V 小型聚酯薄膜电容。

输出电容 C_6 的容量由下式决定：

$$C_6 \geqslant \frac{I_{OUT}}{2\pi f_{IN} V_{p-p}} \tag{4-11}$$

式中，I_{OUT}为变换电路输出电流（A）；f_{IN}为输入电源的频率（Hz）；V_{p-p}为输出纹波电压的峰峰值（V）。

变换电路的输出电流为

$$I_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} = \frac{100}{400} A = 0.25A$$

设输出纹波电压是输出电压的 5%，则

$$C_6 = \frac{1.8 \times 10^6 P_o \left(\frac{1}{2f} - t_c\right) \times 10^{-3} \cdot 2\pi}{(V_{OUT} - V_{i(min)})^2}$$

$$= \frac{1.8 \times 10^6 \times 100 \times (10-3) \times 10^{-3} \times 2 \times 3.14}{(400 - 120 \times \sqrt{2})^2} \mu F = 149.2 \mu F$$

C_6 选取 150μF/450V 的电解电容。

整流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 的选用只注意两个问题，第一是电流问题。流入每只二极管的电流为正弦波，输出最大功率，输入最低交流电压的 4 只整流二极管中每只二极管的平均电流为 $I_{AVE} = I_{IN(max)}/\pi = 0.804/3.14A \approx 0.26A$。选用二极管时，应使其额定电流大于平均工作电流的 3 倍，即 $I_F \geqslant 3I_{AVE}$。第二，二极管的最高反向工作电压 V_{RM}是设计二极管工作电压峰值的 2 倍，即 $V_{RM} \geqslant 2\sqrt{2} V_{IN(max)} = 2 \times \sqrt{2} \times 260V \approx 735V$。根据以上计算结果，$VD_1 \sim VD_4$ 可选用 1000V/1A 硅整流二极管 1N4007。

升压二极管 VD_6 必须选用超快速恢复二极管，反向恢复时间不得大于 100ns，反向截止电压要求达到升压变换电路输出电压的 1.5 倍，电流容量不低于电感峰值电流的 2 倍。按这一要求选用 UF5406 超快速恢复二极管作为变换电路的升压二极管，它的主要技术参数是：最高反向工作电压 $V_{RM} = 600V$，工作电流容量 $I_d = 3A$，反向恢复时间为 50ns。

4.3.2 UC3854 用平均电流控制法电路设计

UC3854 是美国尤尼创公司生产的单片集成电路，采用固定频率平均电流法 APFC 控制器，电感电流工作于连续工作模式。UC3854 的工作温度是 0 ~75℃，环境温度一般设定为 30℃。

UC3854 内部包括电流放大器、高频振荡器、模拟乘法器/除法器、电压放大器、过电流比较器、逻辑电路、低压电压检测器、7.5V 的电压基准源、MOSFET 栅极驱动器、负载赋能比较器和总线预测试器以及整形电路等。

UC3854 的电源电压的开通门限为 16V ±1.5V，关断门限为 10V ±2V；导通时的电源电流为 10mA，关断时的电源电流为 1.5mA。图 4-15 是 UC3854 在 250W 升压式 APFC 调整器中的应用电路原理图。

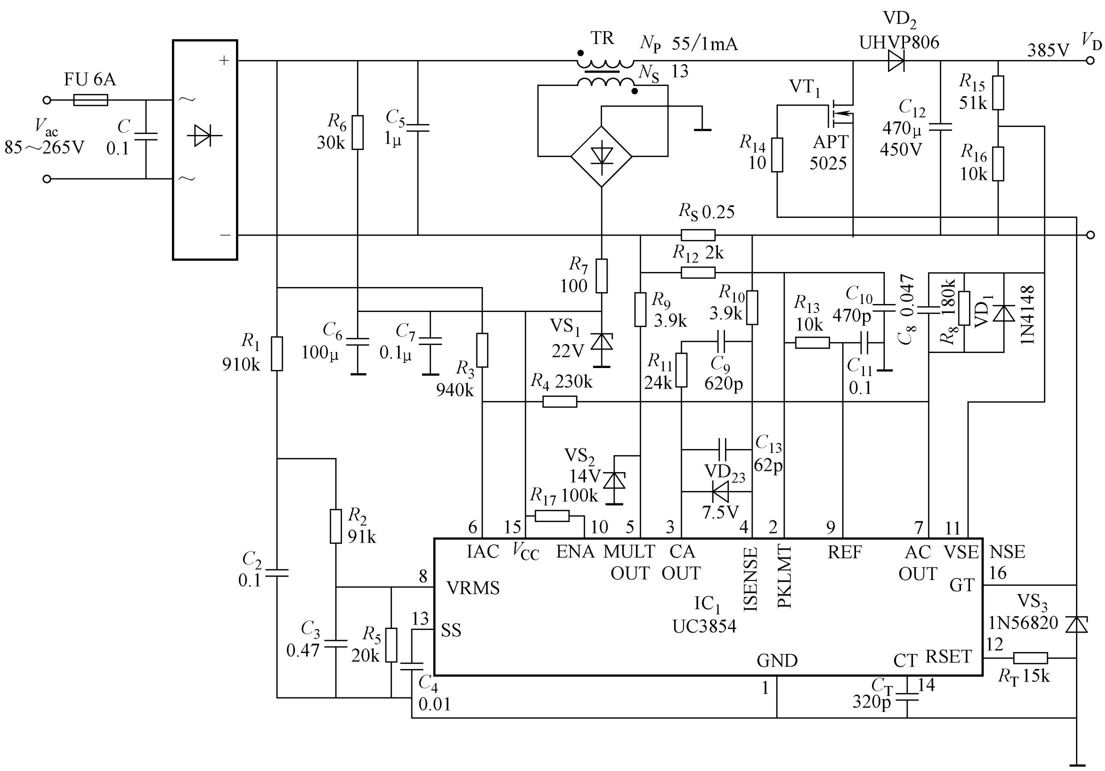


图 4-15　UC3854 在 250W 升压式 APFC 调整器中的应用电路原理图

85～265V 交流输入电压变换为 375V 直流输出电压，工作频率是 100kHz，系统功率因数 $\lambda \geqslant 0.99$，输入电源电流总谐波畸变 $THD < 2.5\%$。当控制电路接通电源后，交流输入电压经桥式整流后输出 100Hz 的直流脉动电压，此电压由电阻 R_6 分压、VS_1 稳压后对 C_6 充电。当 C_6 上的电压充到 IC_1（UC3854）的开通门限电压值后，IC_1 则被启动，升压变换电路一次绕组 N_P 便产生感应电压并耦合给变压器的二次绕组 N_S，也使得二次侧产生高频感应电压，经桥式整流器整流以及电容 C_6、C_7 滤波后，将得到的直流电压加到 IC_1 的 15 脚，作为 IC_1 的工作电压（V_{CC}）。此电路在稳定的条件下，V_{CC}不能低于 17V，I_{CC}大于 20mA。

输出占空比受到 IC_1 的 12 脚、6 脚、8 脚和 4 脚/5 脚 4 个输入信号的控制，从 16 脚输出 PWM 触发脉冲，以驱动外接的功率开关管 MOSFET。

APFC 升压变换电路输出的直流电压经电阻 R_{15}、R_{16}分压后，取样电压进入 IC_1 的 11 脚，然后输送到 IC_1 内部的电压放大器上。IC_1 的 11 脚与电压放大器输出端（7 脚）之间外接反馈电容 C_8，C_8 的作用是抑制直流高压里的 100Hz 纹波。11 脚的门限电压是 7.5V，输入偏置电流是 0.5mA。为了使输出电压的偏移量最小，一般的办法使电压放大器在不变的低频频带下运行。

由图 4-15 可知，桥式整流后的脉动电压经分压送到 IC_1 的 6 脚，输入到内部的乘法器

中，并与电压放大器的输出信号相乘，然后产生一个电流控制参考信号，这就是为输入电源的电流波形跟随交流输入电压而变化的控制信号。6 脚电路上的输入电平由电阻 R_3、R_4 分压决定，一般设定在 6V。从原理上讲，输送到 6 脚的是电流信号而不是电压信号，一定要将电流信号转换为电压信号。流入 6 脚的电流在 0～400μA 的峰值之间变化，因此可以确定电阻 R_3、R_4 的阻值大小为

$$R_3=\frac{V_{\mathrm{IN(max)}}}{I_{\mathrm{IN(max)}}}=\frac{\sqrt{2}\times 265}{400\times 10^{-6}}\Omega\approx 937\mathrm{k}\Omega\text{，取}940\mathrm{k}\Omega$$

R_4 按 R_3 阻值的 1/4 选取，可选用 230kΩ 电阻。

以 UC3854 为代表的 APFC 升压调整器的一个重要特点就是交流输入电压的范围可以从美国的 85V 低电压变化到欧洲的 260V 高电压，可以说这个供电范围能满足全球各国电源供电要求。在输出功率保持不变时，利用前置馈线电路的调整技术，可在交流输入电压大幅度变化的情况下，保持输出功率不变。为什么？经过全桥整流的脉动电压平均值和有效值电压加到 IC_1 的 8 脚，被 IC_1 内部功能二次方后，在乘法器上作为除数，所以使升压调整器的输出功率保持不变。

电流传感电阻 R_S 两端的电压加到 IC_1 的 4 脚和 5 脚之间，用来检测变换电路输出的大小，促使控制器进行正确控制。另外，IC_1 中的电流放大器具有比较大的低频放大增益，能使交流输入电流紧跟交流输入电压正弦波的变化。电流放大器在 500Hz 上有个零点，也就是说，电流输入在 500Hz 的位置上没有增益，低于或高于这个频率时有 18dB 的电流放大增益。IC_1 的 5 脚是乘法器的电流输出端，其输出电流随 6 脚的输入电流和 7 脚的输入电压的变化而变化，也随 8 脚输入电压的二次方的增大而减小。14 脚的 C_T 和 12 脚上的 R_T 决定 UC3854 的 PWM 的振荡频率。设定振荡器的工作频率为 100kHz，若取 $R_T=15\mathrm{k}\Omega$，乘法器输出的最大电流则为

$$I_{\mathrm{M(max)}}=\frac{-3.75\mathrm{V}}{R_{\mathrm{T}}}=\frac{-3.75\mathrm{V}}{15\mathrm{k}\Omega}=-250\mu\mathrm{A}$$

从乘法器的 5 脚流到传感电阻 R_S 的最大电流为

$$I_{\mathrm{S(max)}}=\frac{I_{\mathrm{M(max)}}R_9}{R_{\mathrm{S}}}=\frac{250\mu\mathrm{A}\times 3.9\mathrm{k}\Omega}{0.25\Omega}=3.9\mathrm{A}$$

从图 4-16 内部结构框图来看 IC_1 的 9 脚的电源电压接通后必须达到 2.5V，片内的驱动脉冲由 16 脚输出，送到开关功率管 VT_1 进行功率放大。一旦调整器出现故障，片内的频率振荡器就立即停振，关闭 MOSFET 的栅极驱动信号，实施异常保护。电容 C_{11} 向 IC_1 的 9 脚能提供软启动延时时间，防止启动时大电流的冲击。15 脚除了向 IC_1 提供工作电压之外，还起着输入电源电压的欠电压保护功能。10 脚可以不用，若在 10 脚与 15 脚之间串接一只 100kΩ 的限流电阻，将起到过电压保护作用。

如果 IC_1 的 V_{CC} 供电电压太低或由于其他某些原因而影响 IC_1 的正常工作，13 脚将维持“地”电位。当 IC_1 里的 V_{CC} 正常后，13 脚将被内部的 14μA 电流充电到 8V 以上。如果该脚电压低于 7.5V 的基准电压，则电压放大器有 7.5V 参考电压输入。在出现故障的情况下，电容 C_4 将迅速放电，将电压放大器输入的 7.5V 基准电压快速降下来，使 PWM 驱动输出关闭，起着变换电路保护作用。图中 2 脚用于限制峰值电流，它的门限电压为 5V，电流传感

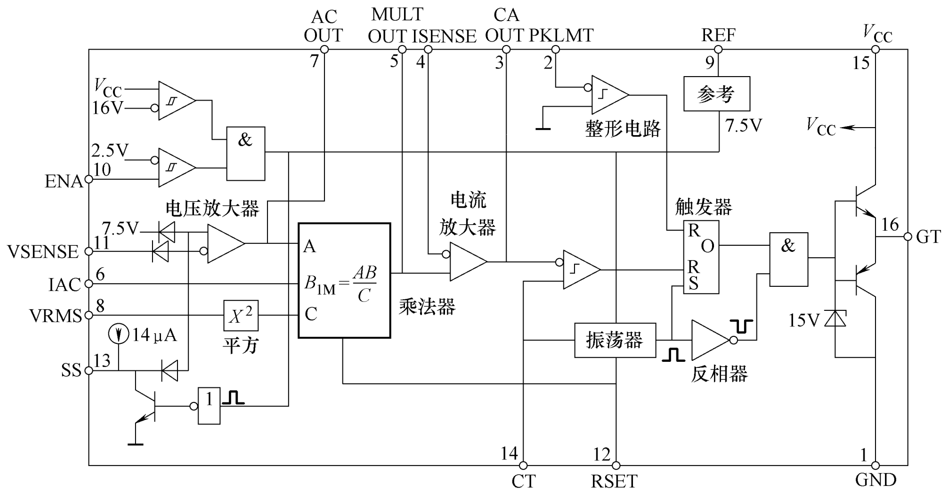


图 4-16　UC3854 内部结构框图

电阻两端的压降为

$$V_S = \frac{V_{REF}R_{12}}{R_{13}} = \frac{7.5 \times 2}{10}\text{V} = 1.5\text{V}$$

流过电流传感电阻的最大电流 $I_{S(max)}$ 为

$$I_{S(max)} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{1.5}{0.25}\text{A} = 6\text{A}$$

开关功率管 MOSFET 在导通期间，只有流过电流传感电阻 R_S 的电流达到6A 时，IC_1 的 2 脚门限电压将达到 5V。在 2 脚到地之间连接一只 470pF 的电容 C_{10}，它的作用是滤除高频信号噪声。

采用 UC3854 设计的升压式 APFC 调整器具有的功能较多，保护性能完善，适合在 200W 以上的开关电源中作 APFC 电流平均法升压式变换电路。原理图上似乎电路结构比较复杂，但实际上所需要的元器件并不是很多，成本也并不高，是目前比较理想的选择。

4.3.3　ML4813 用滞环电流控制法电路设计

反激式 APFC 调整器适用于小功率开关电源及节能灯电子镇流器的功率因数校正。如果要求 APFC 变换电路具有隔离功能或者输出电压低于输入电压，则采用反激式 APFC 电路是适宜的。

ML4813 的 1 脚和 3 ~8 脚是 -0.3 ~5.5V 的模拟电压输入端，驱动输出最大峰值电流达 1A。启动门限电压为 16V ±1V，关断阈值电压为 10V ±0.5V，启动电流为 0.8mA，电源工作电流为 20mA，IC 振荡器的最大充电电流为 5mA。该芯片的功能比一般芯片要强。

图 4-17a 所示的是将 ML4813 作为 APFC 控制电路的电感电流不连续传导的反激式 APFC 变换电路。作为一个电压型调整控制器，通过不改变占空比，迫使电源输入电流跟踪交流输入电压的变化，而且相位角几乎等于零，其结果是整个反激式 APFC 控制电路的阻抗呈纯电阻性，系统功率因数近似于 1，并且只需在电源电路中使用很小的电感量和很少的外部元件，便可使开关电源的性能得到提高、体积得以缩小。

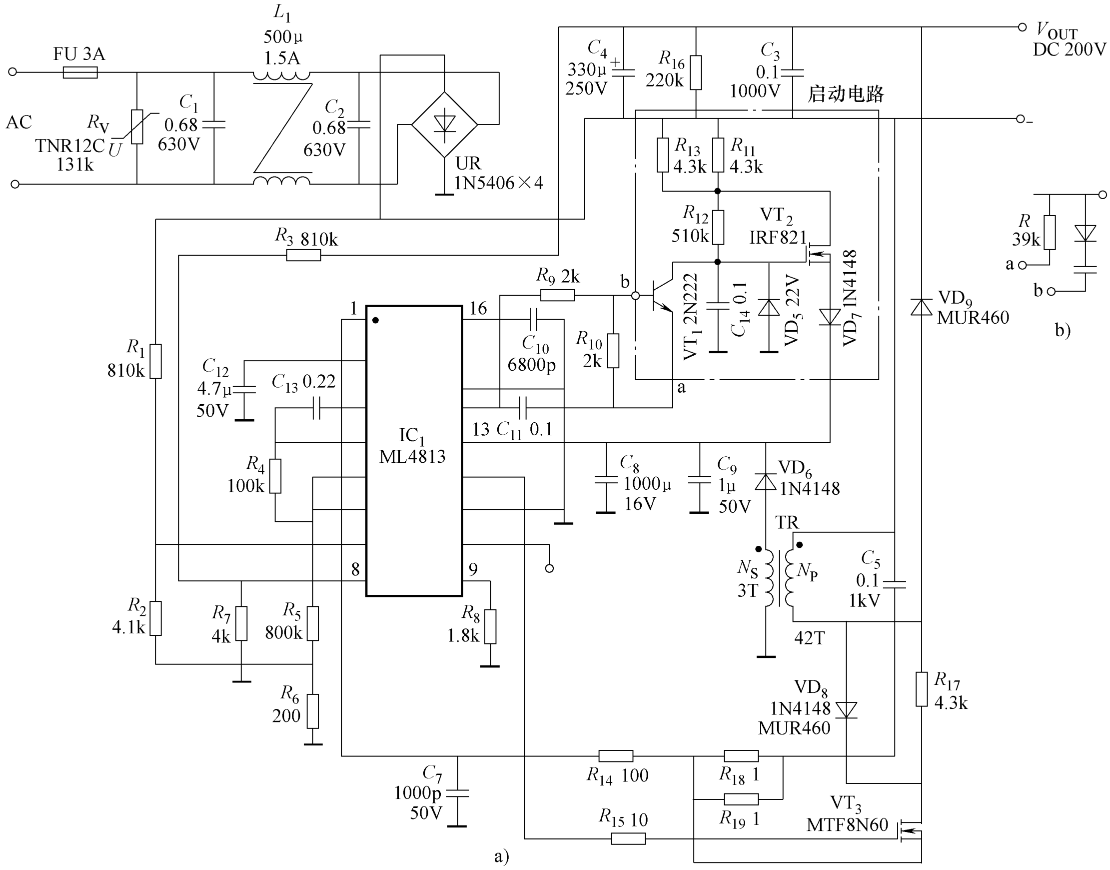


图 4-17 ML4813 作为控制器的反激式 APFC 变换电路

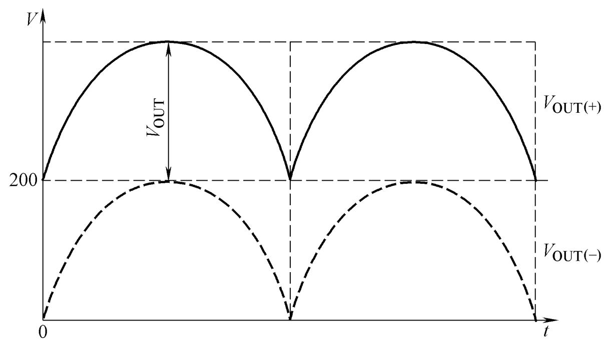


图 4-18 反激式 APFC 输出电压

由图 4-17a 可知，该电路是非隔离式 APFC 电路，它的负输出 $V_{OUT(-)}$ 即桥式整流输出电压，也为反激式变换电路的输入电压。正输出端电压 $V_{OUT(+)}$ 叠加于 $V_{OUT(-)}$ 之上，如图4-18 所示。$V_{OUT(-)}$ 与 $V_{OUT(+)}$ 的方向相反，幅值相等。

晶体管 VT_1、VT_2，电阻 R_{11} ~ R_{13} 以及 VD_7、VD_5 组成启动电路，首先开关管 VT_2 导通，对电容 C_8 快速充电。当 C_8 的充电电压达到 IC_1 的门限电压（16V）后，IC_1 被启动，变压器 TR 的二次绕组 N_S 便产生电压，二极管 VD_7 和电解电容 C_8、C_9 组成整流滤波回路，其输出电压供给 IC_1 的 13 脚，作为工作电压。变换控制器从通电至 IC_1 被启动的时间为 0.7s。若用一只 39kΩ 的电阻代替启动电路（图中点划线内的有源电路），可以降低成本，减少元器件，只是启动时间太长。在输入电压为 85V 的条件下，启动时间长达 12s，这是不允许的，可在 39kΩ 电阻上并联一只正向二极管或减小 C_8 的容量，如图 4-17b 所示。

功率驱动开关管 VT_3 工作在不连续电感电流传输模式下，它通过 ML4831 的 12 脚来控制 VT_3 的栅极。VT_3 在导通期间，变压器 TR 的一次绕组 N_P 的电感开始存储能量；当 VT_3 截止时，N_P 所储的电能向电容 C_4 充电，流经 N_P 的电流为三角波。在 VT_3 导通期间，供电电源通过 N_P 的电流从零值又上升到峰值。这一作用过程始终在控制开关管占空比的作用下进行。峰值电感电流的大小主要决定于全波整流的瞬时电压值。开关功率管 VT_3 关断，N_P 中的峰值电流由顶端向下降落到零。峰值电流一旦回落到零，下一个周期即由此开始。如图 4-19 所示，电感峰值电流是 VT_3 开关三角波的包络线。平均电流是峰值电流的 2/3 左右。

功率开关管 VT_3 导通时间的长短与 IC_1 内部的 PWM 比较器、误差放大器及变压器一次电感量 L_P 等有关。从图 4-19 可以看出，整流输出的电流即为三角波开关电流的平均值，它的波形为正弦波，其平均电流实际上即为交流输入电流。

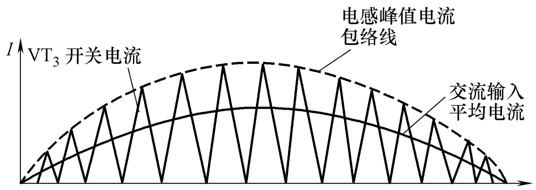


图 4-19 反激式 APFC 电路电感电流波形

电感峰值电流可以由下式求出：

$$I_L = \frac{V_{IN} t_{on}}{L_P} \tag{4-12}$$

式中，I_L 为电感峰值电流（A）；V_{IN} 为瞬时交流输入电压，为$\sqrt{2}V_{IN(PK)}\sin\theta$；$t_{on}$ 为功率开关管导通时间（ns）；$V_{IN(PK)}$ 为输入峰值电压（V）。

电感峰值电流的包络呈正弦波，若包络的波峰电流为 I_{PK}，那么 I_L 为

$$I_L = I_{PK}\sin\theta \tag{4-13}$$

根据式（4-12）和式（4-13），开关功率管的导通时间为

$$t_{on} = \frac{I_L L_P}{V_{IN}} = \frac{L_P I_{PK}\sin\theta}{\sqrt{2}V_{IN(PK)}\sin\theta} = \frac{L_P I_{PK}}{\sqrt{2}V_{IN(RMS)}} \tag{4-14}$$

式中，$V_{IN(RMS)}$ 是交流输入电压的有效值。开关电流的平均值可以用下式表示：

$$I_{AVG} = \frac{t_{on}}{2T} I_{PK}\sin\theta \tag{4-15}$$

式中，T 为开关周期。

将式（4-14）代入式（4-15），可得：

$$I_{AVG} = \frac{L_P I_{PK}^2}{2\sqrt{2}TV_{IN(RMS)}} \tag{4-16}$$

从式（4-15）可以看出：开关电流平均值呈正弦波形，并且与输入电压同相位，平均电流的峰值 $I_{AVG(PK)} = \dfrac{L_P I_{PK}^2}{2\sqrt{2}TV_{IN(RMS)}}$，结果与式（4-16）相同。平均电流峰值也可以用下式表示：

$$I_{AVG(PK)} = \frac{\sqrt{2}P_{IN}}{V_{IN(RMS)}} \tag{4-17}$$

根据式（4-16）和式（4-17），可以得到输入功率 P_{IN} 的表达式：

$$P_{IN} = \frac{1}{4}L_P f I_{PK}^2 \tag{4-18}$$

即开关电源输入功率的大小与变压器的一次电感、工作频率以及峰值电流的二次方成正比。

为了保证控制变换电路的最好工作特性和最小电感峰值电流，电感电流应在最低交流输入电压和满负荷输出的基础上运行，才能称得上最佳反激式 APFC 调整控制器。因此，要求最小电感峰值电流要保证变换电路的最佳工作特性。

$$I_{PK} \leqslant \frac{V_{INPK(min)} V_{OUT}}{fL_P(V_{INPK(min)} + V_{OUT})} \tag{4-19}$$

式中，$V_{INPK(min)} = \sqrt{2} V_{INRMS(min)}$，实为最低交流输入电压；$V_{OUT}$为反激式变换电路的输出电压。

根据式（4-18）和式（4-19），可以确定反激式变压电路的一次电感的最大值：

$$L_{P(max)} \leqslant \frac{V_{INPK(min)}^2 V_{OUT}^2}{4fP_{IN}(V_{INPK(min)} + V_{OUT})^2} \tag{4-20}$$

只要根据式（4-20）计算出电感值，就可以保证 APFC 调整器在不连续模式下工作。相反，如果调整器在连续模式下工作，就会使输入电流不呈现出正弦波。在设计中要注意的是，选用电感值一定要比式（4-20）的计算值小 15% 左右。反激式 APFC 调整电路中的变压器 TR 不但为电路提供不连续模式下的电感电流，还为 IC_1 提供电源工作电压。如果变压器磁心采用飞利浦公司生产的 3019 PL00-3FC 型带隙铁氧体磁心，那么变压器的一次绕组匝数为 56 匝，二次绕组则为 5 匝。

ML4831 的 4 脚是误差放大器的反相输入端，APFC 调整器输出的电压调整信号经过控制环路进入该端。同相输入在 IC_1 内与 5V 基准电压相接，误差放大器的反相输入端接入反馈信号，误差放大器便产生一个误差电压输入到 PWM 比较器进行脉宽调制。输出电压 $V_{OUT(-)}$和 $V_{OUT(+)}$分别经过电阻 R_1、R_3 通过 IC_1 的 7 脚和 8 脚输送到差压放大器，放大信号由 6 脚输出。

变换电路的输出电压（V_{OUT}）是由 IC_1 内的基准电压（$V_{REF} = 5V$）和控制回路中的电阻决定的：

$$V_{OUT} = \frac{5R_1R_6}{(R_1 + R_2)(R_5 + R_6)}\left(\frac{R_3}{R_7} + 1\right)$$

将电路中的阻值代入上式，得到：

$$V_{OUT} = 5 \times \frac{200}{200 + 800} \times \frac{800}{800 + 4} \times \left(\frac{800}{4} + 1\right)V = 200V$$

IC_1 的 5 脚用于检测输出电压，当 5 脚检测到输出电压低于 $1.12V_{OUT} = 1.12 \times 200V = 224V$ 时，经过片内运算放大器处理后输出电压增大，片内驱动晶体管输出电压升高，6 脚输出至误差放大器和比较器的电压升高。R_{17}和 VD_8 的作用是提高电路的功率因数，提高抑制由于开关管的漏极所产生的寄生电容与电路电感而引起的振荡的能力。有时还会出现以下情况：在开关周期开始时，电感电流使电流正弦波起点非零化，从而引起交流输入电流波形失真，谐波含量升高。R_{17}和 VD_8 能有效地抑制电感振铃而引起的电流波形失真，提高功率因数。

4.4 无源功率因数校正电路设计

交流供电的功率因数是在电流波形无失真的情况下给设备用电电源以高功率因数动力的

供电。影响功率因数的原因有两个：一是交流输入电流波形的相位移动，二是输入交流电流波形改变失真。按照美国“能源之星”认证标准，住宅用 SSL 灯具功率因数 $\lambda \geqslant 0.75$（$P>$ 5W），商业用 SSL 灯具（含 LED 路灯）$\lambda \geqslant 0.90$。国际电工委员会 IEC 61000-3-2-2005 标准将功率因数分为 4 大类：照明调光输入功率大于 25W，其 $\lambda=0.99$ 时，LED 照明 3 次谐波小于 29.7%，5 次谐波小于 10%，7 次谐波小于 7%。

4.4.1 无源功率因数校正电路的基本原理

我们知道，开关电源输入整流滤波电路所采用的整流二极管和滤波电容均属于非线性元器件，整流二极管的导通角仅有 54°，由此将使输入电流波形宽度只有 3ms（满度 10ms）如图 4-1 所示。

图 4-20 所示为一种“三阶填谷”无源 PFC 电路。输入电压经 EMI 低通滤波进入桥式整流电路后面串接一个二极管和电容组成的“填谷电路”，其特点是，电路简单无需开关管和控制集成电路，是利用桥式整流后的“填谷”来增加整流二极管的导通时间，延长电流波形的宽度，使其输入电流波形变为接近正弦波的波形，将功率因数提高到 0.9 以上，显著地提高了功率因数，使输入电路中不需要大的元器件和比较均化 IC 电路。但是，这种“填谷电路”会增加电源的损耗，因此，仅适用于 20W 以下的低成本 LED 驱动电源，无法满足欧洲标准对谐波指标的要求，它所产生的谐波频率远高于 150Hz，但这种谐波不会对 LED 驱动电源带来影响。从图 4-20 可知，无源 PFC 校正电路使用 7 只二极管、4 只电解电容和 1 只电阻，要求电解电容 $C_1 \sim C_3$ 的容量必须相等，1 只电阻的阻值不能太大（10Ω 以内），并且有足够大的功率，它的作用只是限制 3 只电容的冲击电流，抑制电路的自激振荡。电解电容的作用是延长输入电流的持续时间，增加整流二极管的导通时间，扩充整流电流的脉宽，使之脉形近似正弦波，这样波形从尖峰脉冲电流波形的“谷区”得到了“填平”，所以，这种 PFC 校正电路称为填谷电路。图 4-20 所示电路为 3 次填谷，称为“三阶填谷”电路。

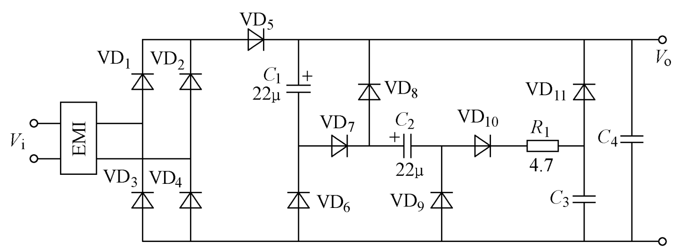


图 4-20 三阶填谷电路

4.4.2 无源功率因数校正电路设计

无源 PFC 电路具有以下优点：

1）电路简单，成本低，调试方便。以图 4-21 所示电路与 LNK306P 相匹配，可将功率因数提高到 0.95，最高可达 0.97。

2）利用晶体管 VT_1 可实现欠电压保护，使用元器件少。

3）图中 L_3 为升压/降压储能电感。功能转换器 IC_1 里的 MOSFET，在关断期间，将 L_3 的电能向负载输送；在导通期间，电容 C_7 将向负载放电，电路在整个工作周期里，负载将

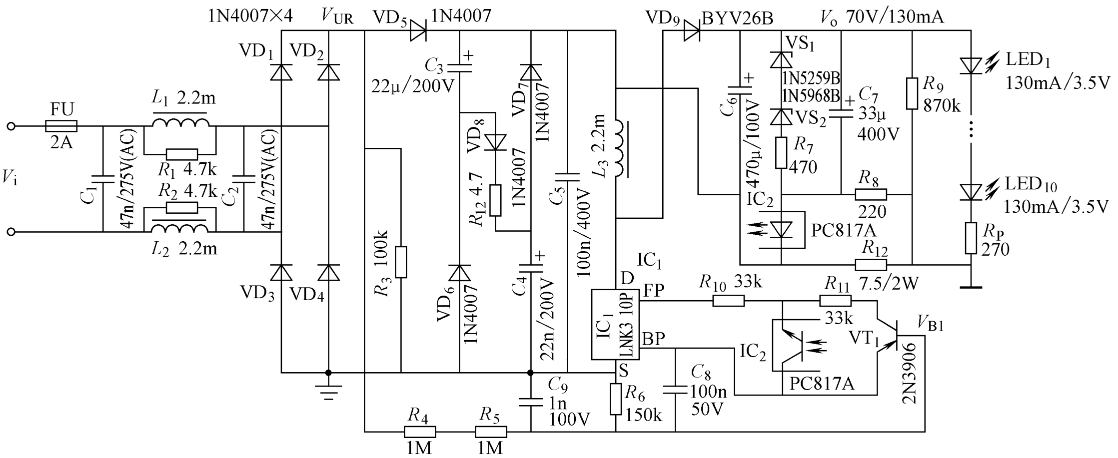


图 4-21 无源 PFC 校正 LED 高压驱动电路

会到恒定的电流。

4）稳压管 VS_1、VS_2 是过电压保护电路。当负载开路时，两只稳压管可将输出电压钳置在 75V 左右，具有过电压保护作用。在开路期间，电容 C_6 上的电压通过电阻 R_9 向地泄放。C_7 为降噪电容。

5）欠电压保护电路由 $R_3 \sim R_6$、C_9 和 VT_1 组成，整流脉动电压 V_{UR}，通过 R_4、R_5 降压、R_6 分压，又经 C_9 滤波所获的直流电压加到 VT_1 的基极上。当交流输入电压 V_{UR}过低时（V_{B1}低于 5.1V），则 VT_1 导通，使晶体管的集电极电流流入 IC_1 的 BP 脚，立即使其 IC_1 的 MOS 管关断，起到欠电压保护的作用。

1. 输入最低电压 $V_{i(min)}$ 的计算

$$V_{UR} = V_{i(min)} = V_{B1} \cdot \frac{R_4 + R_6 + R_5}{R_6} = 5.1\text{V} \times \frac{1\text{M}\Omega + 1\text{M}\Omega + 150\text{k}\Omega}{150\text{k}\Omega} = 73\text{V}$$

调整电阻 R_6 的阻值，可以知道输入电压的最低欠电压保护值的大小。

2. 电感 L_3 的计算

在 PFC 电路中，磁性元件对电路性能影响较大，计算所涉及的因素很多。一般在高频条件下工作的 APFC 电感的磁心是铁硅铝磁粉心，其饱和磁通密度较高，不用开气隙，不产生电磁干扰。有多种方法可计算 PFC 电路的电感。采用 AP 法确定磁心规格，再计算电感的储能量 E_L：

$$E_L = \frac{LI^2}{2} = \frac{L}{2}\left(I_{PK} + \frac{\Delta I}{2}\right)^2 = \frac{0.000762}{2} \times \left(10.5 + \frac{2.1}{2}\right)^2 \text{W} = 0.051\text{W}$$

计算面积 A_P：

$$A_P = \frac{2 \times E_L \times 10^8}{K_o B_W J}$$

式中，B_W 为磁心磁感应强度，取 $B_W = 0.4\text{T}$，K_o 为窗口使用系数，取 0.4，J 为电流密度，取 500A/cm^2 代入上式，算得 $A_p = 12.75\text{cm}^2$，选用 EE22 磁心。

计算静态电感 L_3：

$$L_3 = \frac{0.4\pi M N^2 A_e}{L_e \times 10^5}$$

式中，M 为磁心磁导率，$M=60$，N 为匝数，取 $N=60$，A_e 为磁心截面积，$A_e=36\text{mm}^2$，L_e 为磁心磁路，$L_e=44\text{mm}$。

代入上式

$$L_3=\frac{0.4\times3.14\times60\times60^2}{44\times10^5}\times36\text{mH}=2.22\text{mH}$$

式中，L_3 为静态电感，要求储能电感的铁损、铜损、磁感应强度满足设计要求。

4.5 具有 PFC 与 LLC 双重调制转换的 PLC810PG 电源

PLC810PG 是一种半桥式驱动器 PFC 与 LLC（谐振变换）组合离线控制器，适用于 150W 路灯电源 LED 驱动。它的功率因数可达到或大于 0.98，电源效率大于 92%，完全符合 IEC 61000-3-2—2005 中对谐波电流所规定要求。

当前市场对 LED 应用热点是 LED 道路照明。LED 的路灯技术主要有两部分：一个是离线 LED 驱动；另一个是路灯模块及散热技术。

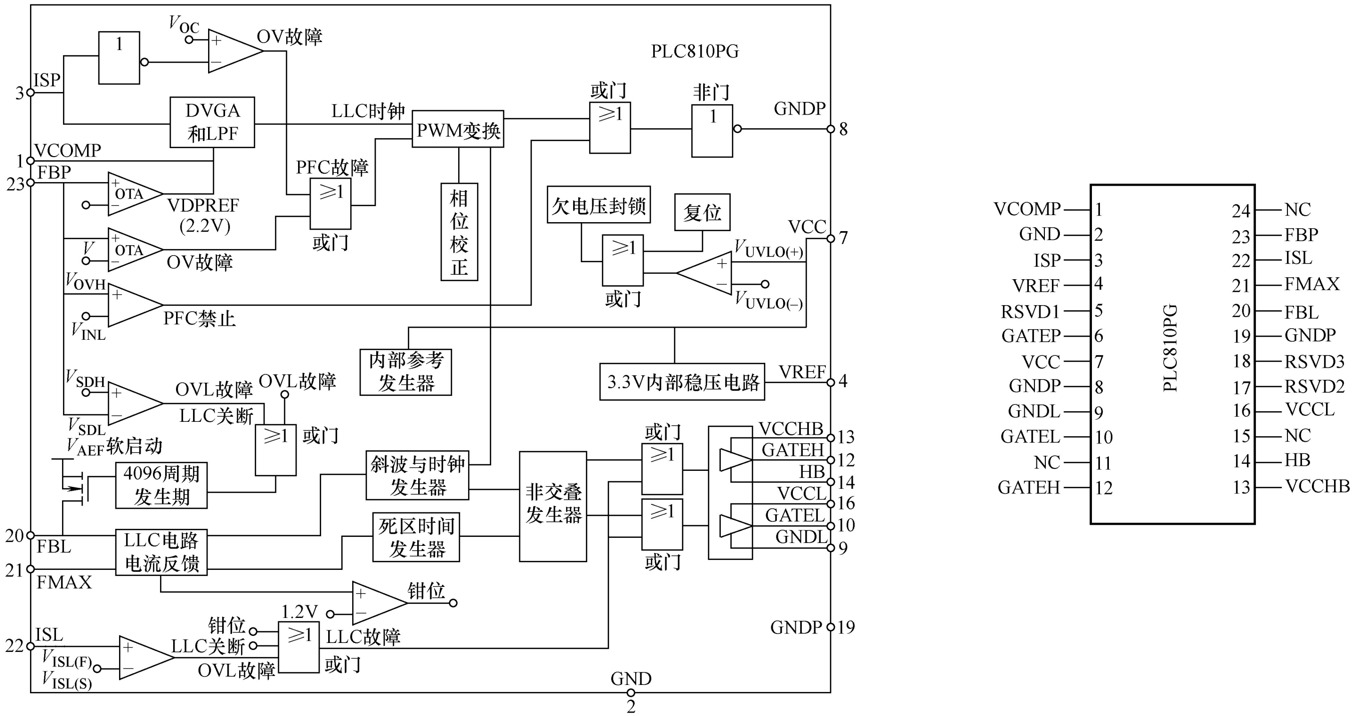
传统的高压钠灯用于道路照明一般超过 75W，因此要求 LED 路灯电源输入电流谐波含量必须符合标准规定。为此，LED 路灯电源必须采用有源功率因数校正。LED 路灯电源常采用开关电源拓扑结构，不宜采用反激式开关电路，一般都用半桥式 LLC 谐振拓扑结构，得到安全高效的结果。

4.5.1 LLC 谐振变换拓扑结构变换

这种半桥式 LLC 结构与本书前面所讲的原理基本是一样，LLC 属于谐振变频变换器，第 1 章所述的半桥式变换电路不是 LLC 谐振拓扑。LLC 谐振电路拓扑结构能够输出较大的功率，还须保证半桥处于零电压开关（ZVS），具有高效率。PLC810PG 是美国安森美半导体公司推出一种电流连续模式 PFC 控制、驱动、半桥式转换电源，根据需要，输出整流二极管可采用零电流开关（ZCS），以消除整流电路在反向恢复时间内的功能损耗。图 4-22 所示为 PLC810PG 模块结构及引脚排列。

PLC810PG 的 PFC 控制器是由运算跨导放大器，分电压可编程放大器，PWM 控制电路及保护电路所组成。FBP 脚是 PFC 变换器输出电压反馈端，连接 OTA 的同相输入端。OTA 输出为 PFC 控制器乘法器的一个输入。VCOMP 上的输出连接频率补偿元件，反馈的作用是执行 PFC 输出电压的调节及低电压保护，它的内部标准电压为 2.2V，如果 FBP 脚上的电压超过 2.31V，IC 则提供过电压保护，这时 GATEP 脚上的输出截止。如果 FBP 脚的电压低于 0.51V，PFC 电路被禁止，LLC 级关闭。ISP 是 PFC 的检测电流输入脚，起过电流保护作用。

半桥 LLC 谐振控制器的 FBL 脚是反馈电压输入端，如果反馈电流大，则开关工作频率高。LLC 的工作频率由 FMAX 脚与 VRF1 脚之间的连接电阻 R_F 决定，可比正常工作频率（100kHz）高出 2 ~3 倍。FBL 脚还提供过电压保护。ISL 脚为 LLC 电路的电流检测输入脚，为电路提供快速和慢速过电流保护，并实现零电压开关。该电路的 PFC 和 LLC 的频率和相位同步，其作用是减小电路噪声和 EMI 的在线干扰。值得注意的是，PFC 电路不需要从脉动电压信号引入作输入电压检测，PFC 转换优于一般 PFC 电路。



a) 结构框图　　　　b) 引脚排列

图 4-22　PLC810PG 模块结构框图及引脚排列图

4.5.2　PLC810PG 电路工作原理

半桥式 PLC810PG 电路为 LED 路灯，具有 150W 的输出功率见图 4-23。输入电压范围宽，为 AC140～265V；功率因数高，大于 0.97；输入电流的谐波含量低，（THD < 6%）；LED 电源效率大于 0.92，满足 IEC950/UL1950 Ⅱ级要求。电路采用 PLC810PG 控制的 LED 路灯电源各项指标非常优良，代表了第四代 LED 路灯的发展方向。

1）电路中的电容 C_1～C_6 和电感 L_1、L_2 组成 EMI 滤波器，电阻 R_1～R_3 为滤波电容提供放电通路，热敏电阻 RT 是在电路启动时，限制浪涌电流。PFC 变换电路由开关 MOS 管 VT_2、升压二极管 VD_2、输出滤波电容 C_9 等组成。在输入电压 140～265V 范围内，输出电压稳定在 385V，并在 UR 输入端产生正弦波交流电流，使电路呈现纯电阻性负载，这时的功率因数接近 1。晶体管 VT_1、VT_2、VT_3 组成缓冲电路。R_6、R_8 是 PFC 级偏置电阻，也是二极管 VD_3、VD_4 的钳位电阻，用来改善 VT_2 的栅极、漏极 EMI 的特性。由 VD_{22}、VD_{23}、R_{109}、C_{75}、C_{76}组成倍压整流滤波。电路通电后，电流通过 VT_{24}、VD_{24}对 C_{70}充电，为 PLC 810PG 提供启动电流，VT_{27}、R_{111}和 VS_9 组成射极跟随稳压器，当 V_{CC}电压稳定后，VT_{25}关闭启动，并且 VT_{26}接通继电器 BL_1 将热敏电阻 RT1 短路。

2）PFC 控制电路和 LLC 变换器。控制 IC 的 GATEP 脚上的 PWM 信号驱动 PFC 开关管 VT_2。R_6、R_8 上的电流信号经 R_{45}、C_{73}滤波后输入到 ISP 脚，对 PFC 进行控制，并执行过电流保护。PFC 的输出电压 V_B 经 R_{39}、R_{41}、R_{43}、R_{46}和 R_{50}分压取样，C_{25}滤波，输入到 FBP 脚，完成 PFC 电压调节和过电压、欠电压保护。R_{48}、C_{26}、C_{28}为频率补偿。当 VCOMP 脚上的电压较大时，VT_{20}导通，C_{28}为旁路电容，使 PFC 控制环路快速响应。VT_{10}、VT_{11}是半桥开关 MOS 管。C_{39}是谐振电容，与变压器一次绕组构成 LLC 谐振电路。二次电压经 VD_9、C_{37}、C_{38}整流滤波，产生 48V 电压输出，为 LED 路灯供电。输出电压由 R_{66}、R_{67}采样，经稳压器 VS_{12}，光耦合器 IC_2 及 R_{51}、R_{53}及 VD_{18}反馈到 IC_1 的 FBL 脚，执行输出电压调节和过电压保护。当引脚电流大时，LLC 的开关频率升高。R_{49}、R_{51}、R_{53}为频率设置下限电阻，C_{27}是该级的启动电容，软启动时间由 R_{49}、R_{51}和 C_{27}决定。R_{59}是变压器一次绕组的电流检测电阻以提供过电流保护的信号。V_{CC}电压经 R_{37}、R_{38}分压提供，将 IC_1 的模拟电源和数字电源分开。R_{55}和铁氧体磁珠 Bead4 执行 PFC 与 LLC 之间隔离。

路灯电源元器件的选择：PFC 开关管 VT_2 选用 STW 20NM50FD，500V，20A，导通电阻为 0.22Ω，采用 T0-247AC 封装。半桥开关 MOS 管 VT_{10}、VT_{11}选用 IRF187N 50LPBF 型 N 沟道 MOSFET，500V，6.8A，沟道电阻为 0.32Ω，采用 T0-247AC 封装。电路中 VT_{24} 选用 600V，0.4A，8.5Ω，采用 T0-223 封装。双极型晶体管 VT_1、VT_3 选用 60V、1A、采用 SOT-23 封装的小信号晶体管，型号分别是 FMMT491（NPN 型）、FMMT591（PNP 型）。电路中 VT_{26}、VT_{25}选用 40V、0.2A、用 SOT-23 封装的 MMBT3904LT1G NPN 型晶体管，VT_{27}选用 80V、0.5A 采用 SOT-89 封装的 BST52TA NPN 型晶体管。

4.5.3　PLC810PG 电路主要参数计算

1. PFC 输出电压的计算

功率因数校正输出电压的高低是关系到 LLC 功率转换的一项重要参数，它与 PFC 的控制 IC 的内部参考电压有关，PLC810PG 的 PFC 控制器由 ISP（3）脚和 FBP（23）脚两个脚

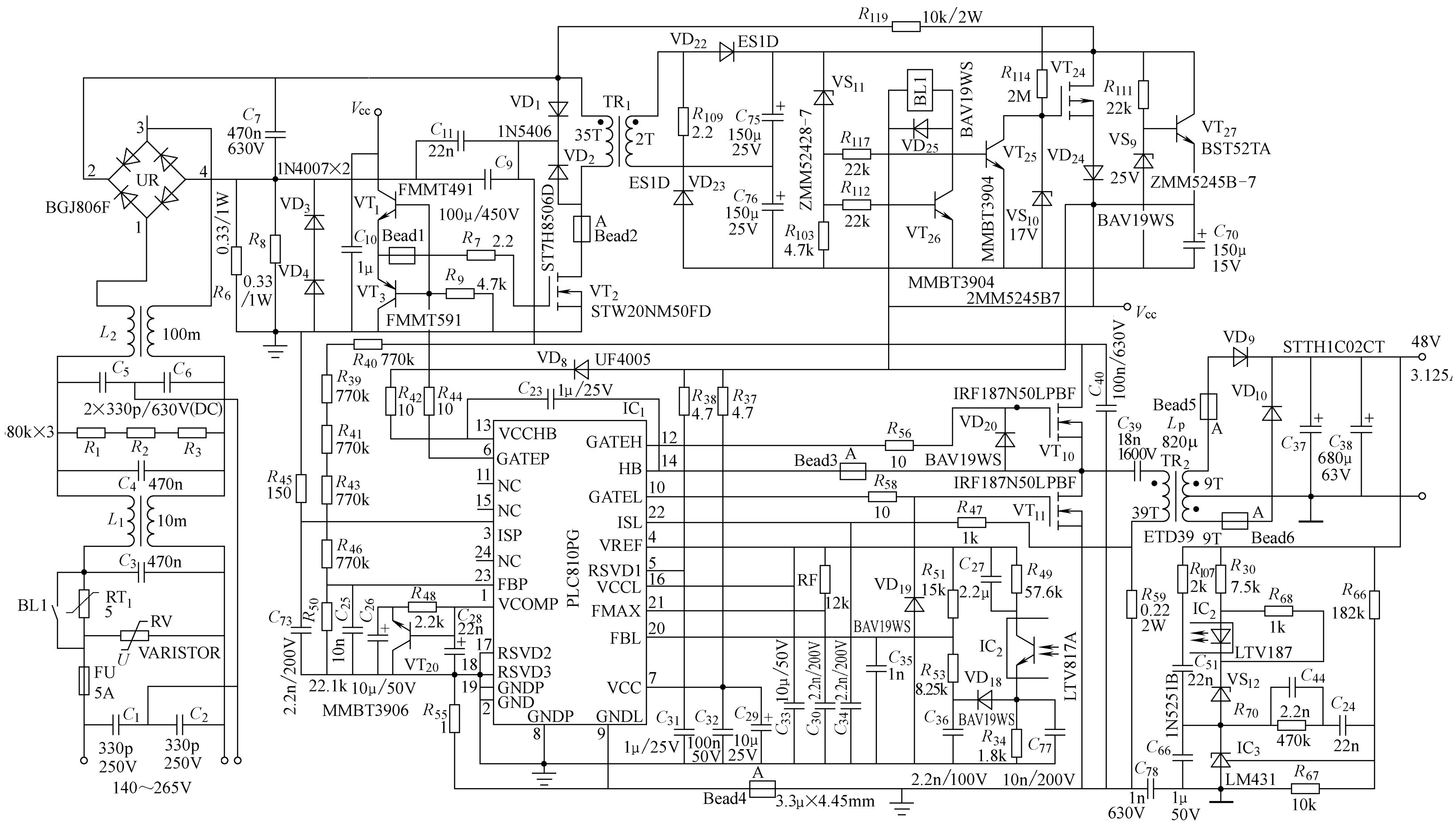


图 4-23　PLC810PG 半桥谐振式 LED 驱动灯光照明电源原理图

决定的内参电压 $V_{FBP}=2.2V$，可计算出 $V_{DH}=(R_S/R_{50})V_{FBP}=[(R_{40}+R_{39}+R_{41}\cdots R_{43})/R_{50}]V_{FBP}=(770\times5/22.1)\times2.2V=383.26V$。调整 R_{50} 阻值的大小，可调节输出电压 V_{DH} 的高低。

2. PLC810PG 工作频率的计算

PLC810PG 是属于半桥双电感加电容谐振转换电路，即 LLC 谐振转换电路。FBL（20）脚的输入电流越大，LLC 的转换频率越高。工作频率由引脚 FMAX（21）脚与 VREF（4）脚之间的电阻 R_F 与电容 C_{30} 决定的。FBL 还提供过电压保护功能。

$$f_{work}=K/(R_F C_{30})$$

式中，K 是 PLC810PG 的频率振荡系数，一般 K 为 3.0～3.5，取 $K=3.3$。

$$f_{work}=3.3/(15\times10^3\times2.2\times10^{-9})\text{Hz}=100\text{kHz}$$

3. 乘法器输入限流电阻 R_{48} 的计算

从 PLC810PG 的性能特点可知，1 脚是 PFC 和半桥 LLC 谐振变换控制信号的输入端，片内包含有乘法器及 LLC 转换器。乘法器的输入信号电压是 0.5～2.5V，乘法器的采样电流为 1100μA，由此便可算出 R_{48}。

$$R_{48}=V_{samp}/I_{samp}=2.4/(1100\times10^{-6})\Omega=2182\Omega，取2.2k\Omega$$

4. 频率补偿电容 C_{28} 的计算

C_{28} 是频率补偿电容，对谐振频率进行补偿，提高上升沿的斜率，它关系到 PFC 的禁止和 LLC 级关闭的控制精度。C_{28} 和 R_{48} 的关系式是

$$K_t=K/(2\pi f_{rip}C_{28}R_{48})$$

式中，K_t 为电容 C_{28} 的充放电系数，它处在第一次桥式整流，设 $K_t=0.08$，整流系数 K 为 8%，f_{rip} 为纹波频率，它实质为 50Hz 的 6 次谐波，$f_{rip}=50\text{Hz}\times2^6=3200\text{Hz}$。

$$C_{28}=K/(2\pi f_{rip}K_tR_{48})=8\%/(2\times3.14\times3.2\times10^3\times0.08\times2.2\times10^3)\text{F}$$
$$=22.6\times10^{-9}\text{F}=22.6\text{nF}，取 22\text{nF}$$

5. IC_1 的供电降压电阻 R_{119} 的计算

PLC810PG 的 V_{CC}（7 脚）导通门限电压是 9.1V，欠电压关闭门限电压是 8.1V，V_{CC} 的供电电压为 12～15V，PLC810PG 的工作电流为 18mA，最低启动电流为 1mA。现设 VT_{24} 的管压降为 15.0V，交流输入电压为 140～265V，R_{119} 的计算公式如下：

$$R_{119}=(V_{i(min)}\sqrt{2}-V_{T24}-V_{D24}-V_{CC})/I_{CC1}=(140\times\sqrt{2}-15-0.6-12)/(18\times10^{-3})\ \Omega$$
$$=9.46\text{k}\Omega\approx10\text{k}\Omega$$

4.5.4　高频变压器设计

半桥式高频变压器的设计要满足工作频率，输入电压的宽度，变压器温升等要求。首先根据功率选定磁心，再确定磁感应强度，还要考虑磁心的损耗。对于高效率变压器，要求铜损与铁损相等，这是半桥式变换电路与正反激式变换电路的不同之处。

输入交流电压：AC140～265V。

输出参数：DC48V/3.125A。

1. 计算输入功率

$P_i=P_o/\eta$，设 $\eta=0.9$，$P_i=150/0.9\text{W}=166.67\text{W}$。

$$I_{po}=P_i/V_{Bmin}=166.67/168.27\text{A}=0.99\text{A}$$

2. 计算磁感应强度增量

电源的典型工作频率为100kHz，实际工作频率是随着输入电压和负载变化的，在50～250kHz范围内波动，为安全可靠，选100kHz，允许温升为50℃。从图4-24可查出总损耗为3.3W，铁损 $P_{Fe}=3.3/2\text{W}=1.65\text{W}$。根据表2-3选用磁心为EE-35，这时铁心截面积为100mm²。从图4-25可知，1.65W的铁损对应的磁通在开关频率为100kHz时的总磁通为10μWb。磁心的磁感应强度为

$$B_{opt}=\Phi/A_e$$

式中，Φ 为磁通量，A_e 为磁心截面积。

$$B_{opt}=10/142\text{T}=70.4\text{mT}$$

$$\Delta B=2B_{opt}=2\times70.4\text{mT}=140.8\text{mT}\approx0.141\text{T}$$

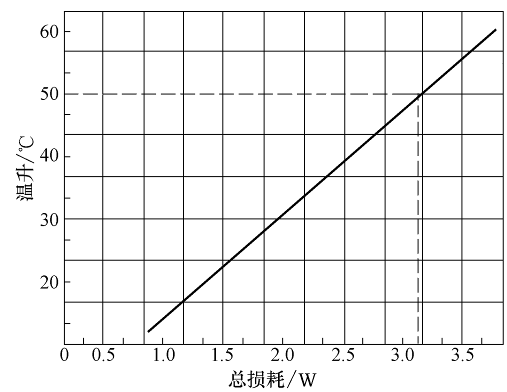


图4-24 变压器自然通风总损耗与温度的关系

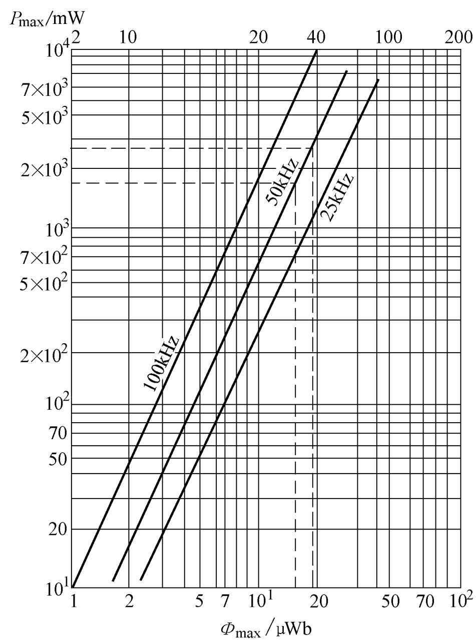


图4-25 变压器在100℃时的磁滞和涡流损耗与总磁通的关系

3. 计算电源最低占空比 D_{min} 和最高占空比 D_{max}

一次绕组感应电压的感应系数与输入电压和输入功率有关，还与磁心特性有关，依照表3-1和图4-23，最低感应电压 $V_{Bmin}=140\times0.85\sqrt{2}\text{V}=168.27\text{V}$

最高感应电压 $V_{Bmax}=322.25\text{V}$

匝比 $n=\dfrac{V_{Bmin}-V_{DS(on)}}{(V_o+2V_D)\ \eta}=\dfrac{168.27-10}{(48+2\times0.4)\times0.9}=3.6$

$$D_{min}=1\Bigg/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_o n}+1\right)=1\Bigg/\left(\frac{322.25}{48\times3.6}+1\right)=0.349$$

4. 计算变压器一次绕组匝数 N_P、二次绕组匝数 N_S

$$N_P = 10^6 \times V_{Bmin} t_{on(min)} / (\Delta B A_e) = 10^6 \times 168.27 \times 3.49 \times 10^{-6} / (0.141 \times 100) = 41.65 \approx 42$$

图 4-23 的输出电压是全波整流，计算变压器二次绕组电压时将输出电压除以$\sqrt{2}$，即

$$V_S = (V_o + 2V_D) / K$$

$$V_S = (48 + 0.4 \times 2) / \sqrt{2} \text{V} = 34.512\text{V}$$

$$N_S = V_S / V'$$

式中，V'是每匝线圈所感应的电压，$V' = V_{Bmin} / N_P = 168.27/42\text{V/匝} = 4\text{V/匝}$

$$N_S = 34.512/4 = 8.63 \approx 9$$

5. 计算一次绕组峰值电流

$$I_{PK} = P_o / (V_{i(min)} D_{min} \eta) = 150/(168.27 \times 0.349 \times 0.9)\text{A} = 2.838\text{A}$$

6. 计算变压器一次绕组电感 L_P

$$L_P = 2P_o D_{min}^2 \times 10/(I_{po}^2 \eta) = 2 \times 150 \times 0.349^2 \times 10/(0.99^2 \times 0.9)\mu\text{H} = 414\mu\text{H}$$

7. 计算变压器磁心气隙 δ

对于半桥式变换电路，避免出现逐渐阶梯式趋向饱和，克服“偏磁”现象是非常必要的，C_{39}的作用就在这里。

$$\delta = V_{Bmax} D_{min} \times 10^{-2} / I_{PK} = 322.25 \times 0.349 \times 10^{-2}/2.838\text{mm} = 0.4\text{mm}$$

4.6 具有“三高一小”的 FAN4803 功率因数转换电源

FAN4803 具有“三高一小”的功能特点，所谓“三高一小”是高效率、高功率因数和高可靠性，电源的体积小。要满足这些性能要求，必须有可靠的制造工艺，容易采购的性能较好的元器件，同时还要有良好的电路拓扑。FAN4803 是一种启动电流和工作电流都很低的开关电源，它可用于功率因数校正和脉宽控制调节的开关电源，电路原理如图 4-26 所示。

4.6.1 FAN4803 电路特点

1）有先进的输入电流整形技术以及低电流启动，空载和待机时低电流运行。一般开关电源由于电路设计和印制电路板（PCB）的布局和走线等问题，电路输入电流脉冲往往呈现出带有“毛刺”波形去触发功率开关管，开关管经放大去驱动高频振荡变压器，这样必然给变压器增加振荡电压的峰值和反馈漏流的利用，势必给电路造成电能传输不能连续，传输功率失衡，轻则加大了损耗，重则电路无法工作。本电路依据电路动态运行状况和输入输出参量的变化，实时地对输入电流脉冲进行整形，使每个输入电流脉冲形成完整有序地传递并成为真正的矩形波。电流整形技术与 FAN4803 的内部结构有关，见图 4-27。FAN4803 芯片内部设有误差放大器和电路外部的瞬态误差补偿，为电路提供低电流启动和低电流运行创造了有利条件。

2）平均电流进行功率因数校正控制是 FAN4803 又一个特点，它采用脉冲前沿调制，这

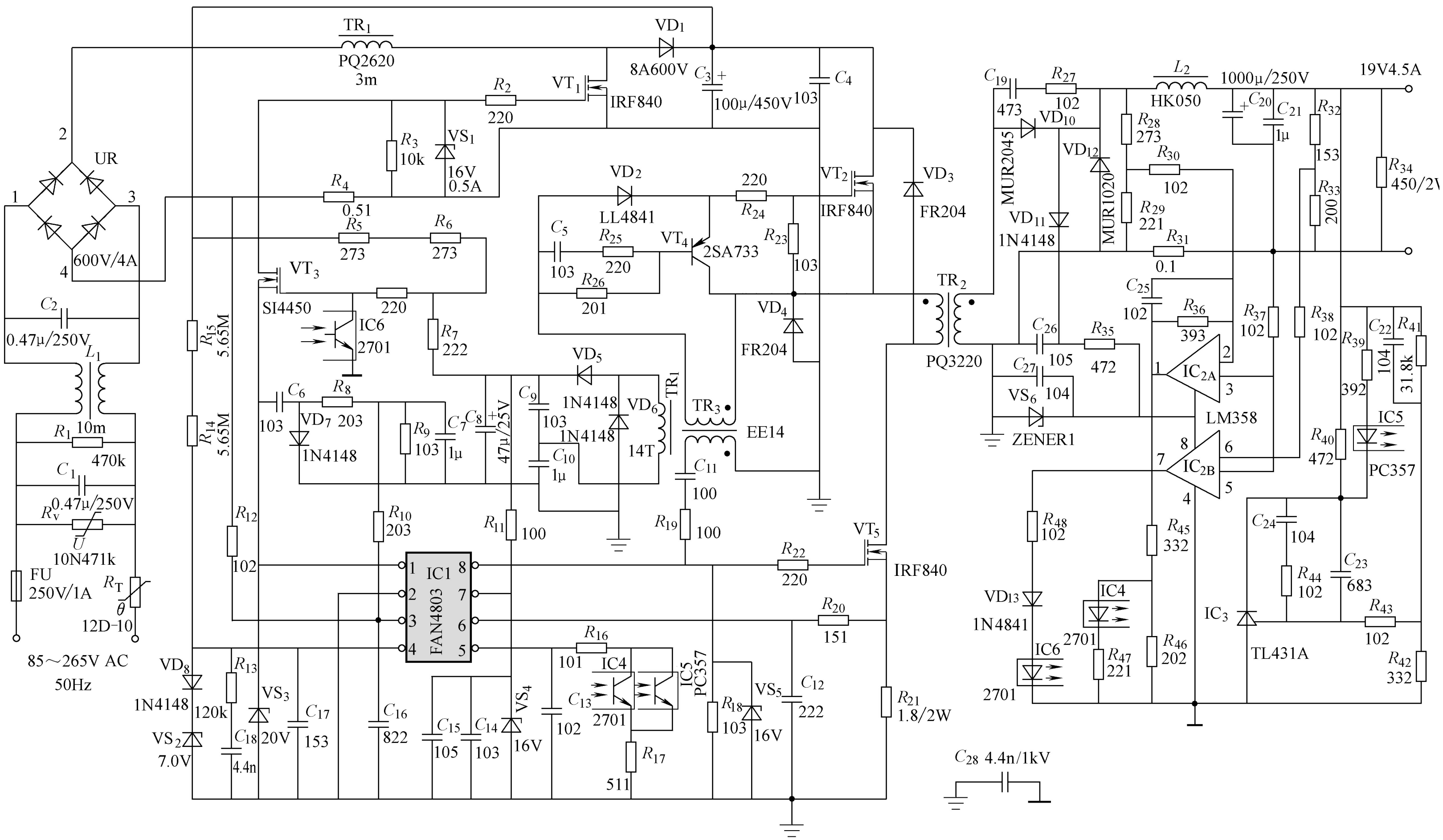


图 4-26 具有“三高一小”FAN4803 绿色功率因数转换开关电源原理图

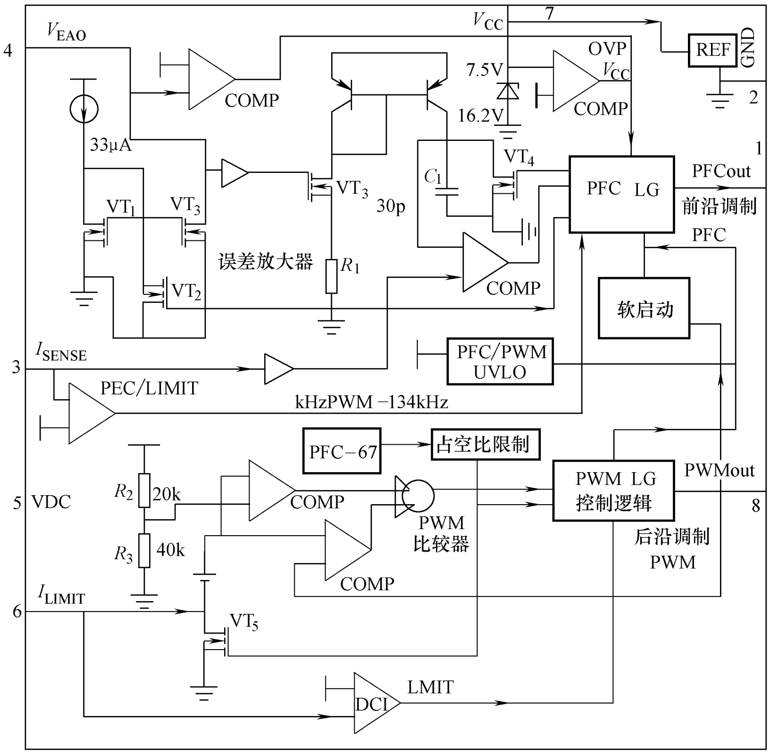


图 4-27　FAN4803 结构框图

种调制方式使 PFC 的直流输出电容器的脉动电流减到最小，使 PFC 控制电路的调制电容容量选用减小，而且容抗降低，对整个控制电路起到优化作用。

3）PFC 和 PWM 的双路均采用脉冲前沿调制和脉冲后沿调制，这种双路控制的优点只需要一个时钟控制脉冲，这样把开关管的瞬时“空载”的时间缩到最短，而使开关管在工作期间所产生的脉冲电压大大降低，也使得 PFC 的输出纹波电压减少，从本质上减少了 PFC 输出高压对电容器和整个电路的损耗，这就是所谓同步开关控制技术的优点。由于体积小，电路适用于适配器、笔记本电脑等的电源。

4）FAN4803 具有过电压、欠电压和降低输出的保护功能，电路在控制周期有峰值电流限制、占空比限制以及软启动等先进的控制方式，由于芯片设置了这些方式，电路的启动电流为 150μA，空载或待机电流仅为 2mA。电路由于具有高功率因数、高效率和高可靠性，被广泛用于适配器和有关对电源体积有要求的特殊电源装置。

图 4-28 是 FAN4803 的引脚排列图。必须指出的是：3 脚相对 IC_1 的电位应该是负极性，内接到脉冲电流限制比较器和电流反馈输入，这个反馈信号与 IC_1 内部的电流斜坡一同进入比较器进行比较，其差值用来调制功率因数的占空比，降低或升高高压变压器电流与片内斜坡的交点，最后决定 PFC 的工作频率。6 脚为 PWM 提供反馈峰值电流并加以限制。片内斜坡电流在内部偏移 1.2V，再跟电路的光耦合电

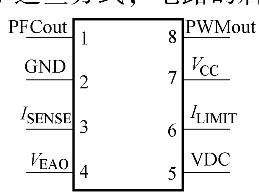


图 4-28　FAN4803 引脚排列图
1—PFC 大电流驱动输出　2—GND
3—电流检测输入端　4—PFC 输出
5—反馈信号输入端　6—PWM 电流检测输入　7—V_{CC}　8—PWM 脉冲输出端

压比较，以决定电路 PWM 占空比。7 脚是 IC_1 供电电压输入脚，该脚的静态电流包括 IC_1 的偏置电流和 PFC、PWM 的输出电流。如果电路设定了工作频率和 MOSFET 的栅极工作电流，就可以计算出 PFC 和 PWM 的输出电流。IC_1 内部还为 PFC 提供冗余的快速保护，包括过电压保护（OVP）和欠电压锁定（UVLO）。

4.6.2 FAN4803 电路工作原理

1. 同步开关的基本原理

输入电流整形技术是一种新技术，是两种调制即 PWM 脉宽调制和 PFC 调制在一个时钟脉冲对开关管接通和关闭，是将误差放大器输出电压与调制斜坡比较，利用一个脉冲的前沿将开关关闭，后沿将开关接通，这就是同步开关。电流整形技术是利用升压变压器来实现的，开关管在关闭期间，升压变压器的电流下降和 PFC 的输出电压比较，当两个信号相交时，开关管的关闭时间即被确定，这周期剩余时间则是导通时间。开关管关闭时间的长短是由斜坡电压变化率来决定的，开关管关闭时间越长，不但对开关管的使用寿命带来好处，并对输出负载大小做出补偿。由于升压变压器的电感电流与输入电压成正比，从而保持了高功率因数。

2. PFC 控制电路工作原理与设计

FAN4803 内部斜坡电流源是由 4 脚 V_{EAO}脚的信号电压来调整的，由图 4-27 可知，放大了 V_{EAO}信号，对电容 C_1 进行充电，其充电电流的频率为 67kHz。PFC 电路是利用芯片内一个 35μA 电流变换电路，经误差放大器放大，由 VT_3 阻抗配置后，与 5.0V 的 V_{EAO}电压进行比较，经 PFC 逻辑调制，输出 PFC 调制电阻 R_{14}、R_{15}升压至 400V。R_{14}、R_{15}的电阻值应为

$$R_{14}+R_{15}=\frac{V_{SVO}-V_{EAO}}{I_{PCM}}=\frac{400-5}{35\times10^{-6}}\Omega=11.3\text{M}\Omega$$

式中，V_{SVO}为设计输出电压，也是 PFC 的输出电压；V_{EAO}为 FAN4803 设置的 5V 标准电压；I_{PCM}为 FAN4803 片内变换电流。

调节 R_{14}、R_{15}的电阻值可调节 PFC 的输出电压的高低，其变化范围为 10%，要求 PFC 的输出电压为 430V，因此要求输出滤波电容 C_3 的耐压额定值为 450V。

电解电容的容量计算：

$$C_3=\frac{1.8\times2\pi P_o\left(\frac{1}{2f}-t_c\right)\times10^3}{[(265-85)\sqrt{2}]^2}=\frac{1.8\times2\pi\times85\times7\times10^3}{64780}\mu\text{F}=104\mu\text{F}，取100\mu\text{F}\ 标称电容$$

为了抑制电路谐波失真，由 C_{18}、R_{13}组成电压环路补偿电路，以确保电压带宽不低于 120Hz，补偿网络的极限电容 C_{17}可支持误差放大器的覆盖频率下的增益量，电容 C_{18}、电阻 R_{13}的计算公式如下：

$$C_{18}=\frac{P_o}{(R_{14}+R_{15})\Delta V_{EAO}C_p(2\pi f)^2}$$

式中，ΔV_{EAO}为检测输入电压变化量，取 $\Delta V_{EAO}=0.5\text{V}$；$f$ 为电流谐波交叉频率，典型值 30kHz。

$$C_{18}=\frac{85\text{W}}{11.3\times10^6\Omega\times0.5\text{V}\times100\mu\text{F}\times(2\pi\times30\text{kHz})^2}$$

$$=4.2\text{nF}，取4.4\text{nF 标称电容}$$

$$R_{13}=\frac{1}{2\pi f\times C_{18}\times10^{-6}}=120.6\text{k}\Omega，取120\text{k}\Omega\text{ 标称电阻}$$

电路处在稳定工作期间，I_{EAO}设置为25μA，通电启动时，片内误差放大器的转换电流失去作用，直到供电压V_{CC}上升到12V时，PFC内部误差放大器恢复工作，开关管采用前沿调制，V_{EAO}迫使PFC输出的占空比为零值，其结果将保证PFC控制电路在开关管导通时进入软启动状态。当V_{CC}供电电压升到12V时，则片内转换电路就开始工作，然后补偿电路的35μA转换电流通过电容放电，直到建立稳定的工作点。如图4-26所示，升压变压器TR_1的一次电感，必须保证供电电压处于低压时，脉动电流的峰值为输入电流20%。我们知道，开关管导通是利用控制脉冲后沿触发的，这样有足够的输出电流断开过电流比较器。PFC升压变压器的主要参量计算如下：

峰值电流I_{PK}计算：

$$I_{PK}=\frac{\sqrt{2}V_{i(min)}}{V_{ACmin}\eta}$$

$$=\frac{\sqrt{2}\times85}{85\times0.85}\text{A}=\frac{120.19}{72.25}\text{A}=1.66\text{A}$$

式中，V_{ACmin}与交流输入最低电压。

占空比D_{max}的计算：

$$D_{max}=\frac{V_{SVO}-\sqrt{2}V_{ACmin}}{V_{i(min)}+V_{SVO}-V_{DS(on)}}=\frac{400-85\sqrt{2}}{120.2+400-10}=\frac{279.8}{510.2}=0.548$$

一次电感L的计算：$V_{DS(on)}$为开关管开通电压，取10V

$$L=\frac{V_{ACmin}\sqrt{2}D_{max}\times10^3}{2I_{PK}f}=\frac{\sqrt{2}\times85\times0.548\times10^3}{2\times1.66\times30\times10^3}\text{mH}=0.661\text{mH}$$

从图4-27中可以看到，在非连续传导模式（DCM）下，采用FAN4803控制芯片，对输入电流进行整形，会对控制状态失去控制机会，造成对功率因数调整下降，还会造成输出电压过高，针对这种现象，为了在DCM条件下，使脉宽调制技术得到应用，可以调整升压变压器的电流经过零值时降低斜率，这样开关管的关闭时间就会被确定，PFC的脉冲电流足以将MOSFET驱动起来，工作程序启动，消除了因输入电流波形整形，所要越过死区时间。具体解决的方法是：在电路上增加一个电流检测信号，此信号强迫占空比在轻载时为零，使PFC不在非连续模式工作，并使触发脉冲从连续传导模式，跳跃到占空比为零的控制状态。这种电流检测信号由电路滤波分压采集，该信号能对每个触发脉冲发出电流限制的信息。而限制电流与占空比有很大的关系，通过低通网络把丢失信号减到最小。低通网络由C_6、VD_7组成。图4-26中的IC_1的1脚把PFC和PWM分别输送到VT_1的栅极和VT_3的源极，通过低通网络均衡偏置的方波电压，合成效应负极性电压与输入检测电流相加，分别控制PFC和PWM，以实现同步开关控制技术。

PFC电流检测电阻R_4计算：

$$R_4=\frac{V_{LIMIT}}{120\%I_{PK}}=\frac{1\text{V}}{1.2\times1.64\text{A}}$$

$$=0.508\Omega\approx0.51\Omega$$

式中，V_{LIMIT}为检测信号电压，设定最大值为1V；I_{PK}为峰值电流。

场效应晶体管 VT_1 的栅极是PFC和PWM驱动的，它的输出峰值电流变化率是1A，栅极的驱动电阻 R_2 采用22Ω，这样可以使栅极峰值电流小于1A，有利 VT_1 的驱动电压关闭，也能将 IC_1 的电源供电电压关闭。电路处在待机模式时，这就实现了电路在零负载和待机状态时小于1W的功耗。PWM的控制电路由 IC_{2B}、R_{32}、R_{33}、R_{38}、R_{37}组成。当输出负载为额定值4.5A时，在电阻 R_{31}上产生的压降由 R_{37}送到 IC_{2B}的5脚。当输入电压大于反相输入电压（6脚）时，IC_{2B}的7脚输出高电压，使光耦合器 IC_6 启动工作，向场效应晶体管 VT_3 的栅极输出驱动电压，也使 IC_1 的1脚将驱动电压信号通过 VT_3 驱动 VT_1，使 VT_1 进入PWM调制状态，从而实现根据负载的变化对 VT_1 的工作状态进行控制。

电路为了提高晶体管 VT_2 的开关特性，降低它的开关损耗，采用了开关加速电路，它由 R_{25}、R_{26}、C_5、VT_4 组成。C_5 为加速电容，使 VT_2 的饱和与截止时间减小，加速翻转。改变 R_{24}，将改变 VT_2 的导通时间。若 R_{24}电阻减小，则导通时间减小，但驱动电流上升，驱动电流脉冲上升沿加陡，对开关晶体管的使用寿命不利，同时EMI的干扰加深，综合考虑，电阻 R_{24}使用220Ω比较合适。

4.6.3 PWM功率级电路工作原理及脉冲变压器设计

功率推动由推动晶体管 VT_2、VT_5、脉冲变压器 TR_3 及振荡变压器 TR_2 等元器件组成，由 VT_2、VT_5 组成正激式双晶体管电路，使晶体管所承受的电压应力降低一半，转换效率提高。磁心不饱和的概率上升，加上具有过电压、过电流、短路、过热等保护功能，安全、可靠，此电路被称之为“三高一小”绿色环保电源，可用于笔记本电脑。

从理论上分析：开关电源如果处在低电压大电流传递时，变压器 TR_2 的一次漏感将影响开关在工作周期开关管的导通，所以要求变压器的漏感尽量小，但是漏感并不是完全由变压器内部造成的，它还包括有外部电路，原理图中的 VD_{11}、C_{26}、C_{27}、VS_6 为电路抑制漏感而设计的。

TR_3 是脉冲变压器，由 IC_1 的8脚输出PWM脉冲信号经过它耦合到MOSFET的栅极，为使PWM传导模式变换为连续传导模式（CCM），变压器采用0.12的匝数比和400V的输入电压，它的占空比 D_M 由下式计算出来：

$$D_M=\frac{V_o+V_{o(VT_3)}}{V_{SVO}n}$$

式中，V_o 为电源输出电压；$V_{o(VT_3)}$是晶体管 VT_3 的导通电压；n 为 TR_3 的匝数比。

$$D_M=\frac{19V+0.85V}{400V\times0.12}=0.414$$

变压器一次电感 L_{MP}：

$$L_{MP}=\frac{(V_o+V_{o(VT_3)})(1-D_M)}{20\% I_o f_M}$$

式中，f_M 为脉冲变压器振荡频率，设60kHz；I_o 为电源输出电流。

$$L_{MP}=\frac{(19.0+0.85)\times(1-0.414)}{4.5\times0.2\times60\times10^3}H=215\mu H$$

振荡变压器主要参数设计如下：

为保证电路在输入电压400V的状态下，保持输出功率不受影响，设电路的最大占空比D_{max}为0.546，变压器的耦合系数为0.8，其匝数n为

$$n=\frac{N_S}{N_P}=\frac{V_o+V_{o(VT3)}}{V_{SVO}D_{max}F_M}$$

$$n=\frac{19.0+0.85}{400\times0.546\times0.8}=0.114$$

设变压器二次绕组为6匝，则

$$N_P=\frac{N_S}{n}=\frac{6}{0.114}\text{匝}=52.63\text{匝}\approx53\text{匝}$$

变压器一次电感L_P

$$L_P=\frac{V_{SVO}D_M}{I_o f_s n}\times10^2$$

式中，变压器振荡频率$f_s=100\text{kHz}$。

$$L_P=\frac{400\times0.546\times10^2}{4.5\times0.114\times100\times10^3}\text{mH}=0.426\text{mH}$$

图4-26中的R_{21}是电流检测电阻，它关系到电路里的过电流、短路保护，它的大小至关重要，根据开关电源安全规程，过电流保护应该是输出电流额定值的130%，电路应启动保护，还规定脉宽调制的关断电平是1.60V，这样R_{21}的计算公式为

$$R_{21}=\frac{V_{LIMIT}}{I_o K_{AG} n\times130\%}$$

式中，K_{AG}为一次磁化电流与二次脉动电流的比值，设$K_{AG}=1.25$。

$$R_{21}=\frac{1.60}{4.5\times1.25\times1.3\times0.114}\Omega=1.92\Omega\text{，取}1.8\Omega/2\text{W。}$$

电路如果处在低电压输入、大电流输出，瞬时变为空载，这时会给输出电压引起巨大的过冲，这时变压器TR_1的一次绕组不能产生足够高的电压切断IC_1的供电，实施保护，因为在这瞬间，脉宽调制的占空比趋于零，因而要抑制由于空载低电压输入时的电路驱动，振荡变压器TR_1的二次电压由于变压器储能的作用，产生足够高的V_{CC}电压，维护IC_1的连续工作，实施空载保护。VS_4是钳位齐纳二极管，它的作用是低压保护。R_5、R_6、R_7是高阻启动电阻，电路在启动期间，为IC_1提供启动电压，并实施过电压保护。IC_5、IC_3、R_{41}、R_{42}组成信号反馈取样电路，输出电压的高低由R_{41}、R_{42}决定。电阻R_{39}、R_{40}将决定IC_5的工作电流，此电流的大小与反馈响应时间有关，IC_5的工作电流越大，响应速度越快，但IC_5的功耗加大，一般取5mA为宜。C_{23}、C_{24}、R_{44}是误差放大器相位频率补偿。IC_2的电源供电，由VD_{11}整流，C_{26}、C_{27}滤波，电阻R_{35}限流。IC_{2A}、IC_4为电路输出过电流、短路进行保护。从电阻R_{28}、R_{29}分压，取出电压信号，送到IC_{2A}，又从R_{31}上经R_{37}取得反相信号送入IC_{2A}进行比较，其差值送到IC_4进行工作调整，如果电路输出电流大于4.5A，则表示IC_{2A}的3脚电压大于2脚，1脚输出高电平，IC_4导通，经光耦合器反馈，使IC_1的8脚输出驱动信号，促使VT_5关闭，起到过电流、短路保护作用。

4.7 输出低电压、大电流的 L6565 功率因数转换电源

实现电源低电压、大电流输出是开关电源向现代发展的要求，因为低电压大电流输出存在着集成化控制问题，新材料、新器件问题，还有大规模生产工艺等问题。L6565 和 L6561 结合解决了电路集成控制问题。电路用于 LCD 显示器和笔记本电脑电源等。

4.7.1 L6565 电路特点

1）满足大电流输出。首先要满足电路转换效率拓扑，它采用了有源钳位零电压开关和准谐振技术，这一技术使开关电路具有在大电流输出的状态下，具有较高的转换效率和较低的 EMI 干扰。

2）电源的消耗低。待机的功耗小，体积小、价格低，是 L6565 的特点之一，因为电路处在准谐振模式下运行，开关功率管的损耗理论上是零值软开关，开关电路所承受的电压应力可以做到最大，输出的功率也能设计到最大。

3）电路具有过电流、过电压、短路等保护功能。虽然电路的输出功率高达 120W，但它的效率提到 90%，非常安全、可靠。由于 L6561 在电路中起着有源功率因数调整，所以它的功率因数可达到 0.999。电路还采用输入电压前馈控制，这样它的输出功率基本上是恒功率输出。

4）电路采用同步整流技术，由于有了这种技术，使开关管的电压应力提高，开关管的漏—源极的阻抗降低，这样开关管提供快速导通和截止的通路，减小了因电流互感器在振荡变压器所产生的尖峰电压使功率管误动作所造成控制器失控。同时，变压器的漏电感的存在，使电路在漏感与电容的作用下产生谐振，保证开关管在零电压开关状态运行。

4.7.2 L6565 与 L6561 所组成电路工作原理

电路由输入低通滤波功能保护电路、抑制 EMI 和 RFI 电路、输入电压整流滤波电路、有源功率因数校正电路、准谐振直流转换输出电路、输出同步整流滤波电路、电压检测反馈取样电路等组成，如图 4-29 所示。电路用于笔记本电脑和 LCD 显示器等场合。

1. 输入低通滤波及保护电路

交流输入电压通过 C_1、L_1、C_2、L_2 组成两级滤波电路，分别对低于 10MHz 和高于 30MHz 的电磁杂波进行抑制和旁路，消除电路的传导干扰和辐射干扰。FU 是输入电压过电压或过电流熔丝，R_t 是输入回路负温度系数热敏电阻，它们是防止电源因温度过高，起着过温保护作用，电容 C_2、C_3 串接在输入电压的中线与相线之间，起着抑制共模干扰，通常称为 Y 电容。如何消除体积小的开关电源的热量传导与抑制 EMI 干扰是这种输出低电压、大电流设计最难的课题之一，我们知道抑制 EMI 干扰主要决定于 L_1、L_2 的电感量，低电感对抑制高频段有利、高电感对抑制低频段有利，从统筹着想，设计两级滤波抑制电路显得非常重要。为安全，R_1 是泄放电阻，防止电容在放电期间，发生电击。

L6565 的 2 脚是将输入电流检测和输出电压前馈电路的输出信号进行比较，决定 MOSFET 关断时间，如果 2 脚电压超过 2V 门限，比较器则启动，栅极驱动截止，这就是过电流保护。

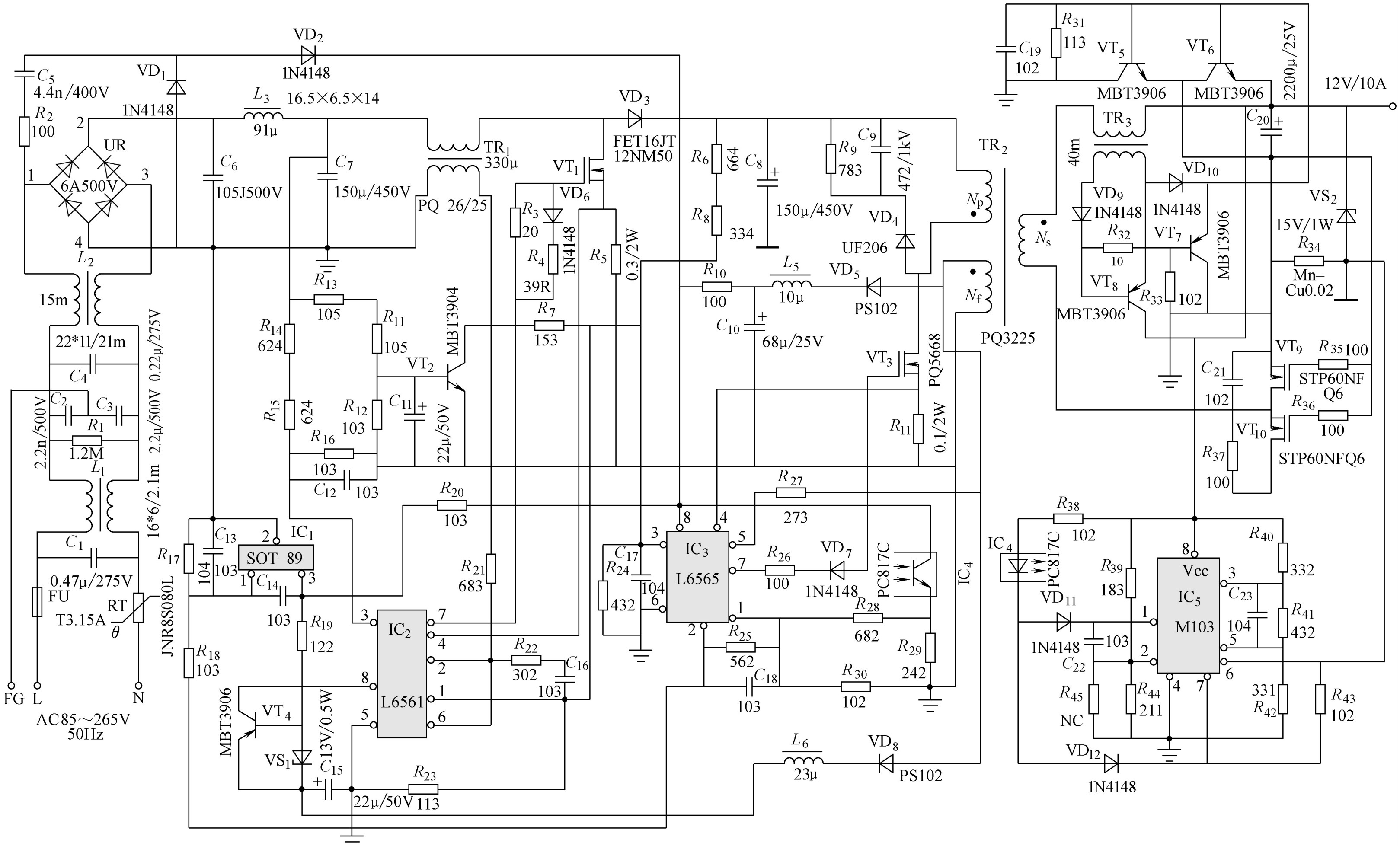


图 4-29 低电压、大电流输出的 L6565 准谐振开关电源

2. 功率因数校正电路

有源功率因数校正不但是对开关电源非常重要，同样是对电子镇流器和其他一些电子设备不可缺少的电路组件。我们必须注意到，PFC 的输出电压不但与设置电阻 R_{23} 和 R_6+R_8 的分压电阻有关，还与脉宽调制占空比 D 有关，输出电压的计算公式是

$$V_{\text{out}}=\frac{V_{\text{in}}}{(1-D)}$$

当输入电压 $V_{\text{in}}=96\text{V}$，$D=0.76$ 时

$$V_{\text{out}}=\frac{96}{(1-0.76)}\text{V}=400\text{V}$$

当输入电压 $V_{\text{in}}=265\text{V}$，$D=0.3375$ 时

$$V_{\text{out}}=\frac{265}{(1-0.3375)}\text{V}=400\text{V}$$

保持输出电压400V 不变，占空比 D 在变化。D 的加大，使调制功率管 MOSFET 的导通时间加长，功率损耗加大，最好的办法是降低电 R_{23}的阻值，达到占空比 D 在较小范围内变化。IC_1、R_{23}、R_6、R_8 以及占空比 D 都是 PFC 的控制元器件。VT_2 的基极电压由 R_{11}、R_{12} 分压取得，当输入电压为 AC 86V 时，VT_2 的基极电压低于 VT_2 基极—射极的导通电压，VT_2 截止，这时 PFC 的输出电压由电阻 R_{23}和 R_6、R_8 分压取得；当输入电压大于 AC 150V 时，VT_2 导通，这时 R_{23}和 R_{12}并联，PFC 输出电压达到400V 左右。

3. L6565 的供电电路

L6565 的8 脚是它的电源电压端，其启动电压是13.5V，关闭电压是9.5V。交流输入电压的一路，经 R_2、C_5 降压，VD_1、VD_2、C_{10}整流滤波后，向 IC_2 的8 脚提供启动电压，IC_3 的7 脚向 VT_3 的栅极输出驱动脉冲，使变压器振荡，反馈绕组 N_F 的电压经 VD_5 整流，由 L_5、C_{10}滤波，向 IC_3 提供13.5V 的工作电压。由图4-30a 的内部结构图可知，一旦 V_{CC}脚导通，它的内部所有电路工作电压由电压调节器产生的7V 电压向各个部分提供动力源，如果 V_{CC}的电压降至9.5V 以下，驱动器立即停止输出，L6565 的驱动管截止，输出被关断。

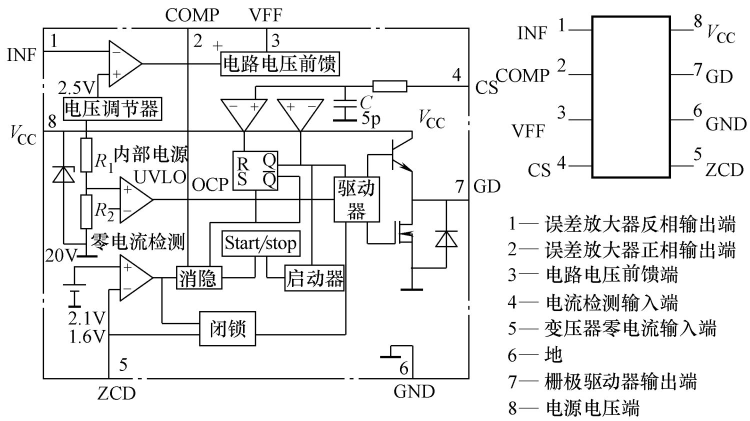
4. 零电流检测电路

L6565 的零电流检测信号（ZCD）是从振荡变压器 TR_2 的反馈绕组 N_F 获得的，经电阻 R_{27}进入 IC_3 的5 脚，如果施加到5 脚上的脉冲为负值而且在 -1.6V 以下时，IC_3 的7 脚将向 VT_3 输出触发脉冲。如果施加到5 脚为正向触发脉冲，而且脉冲的上升沿达到5.2V，这时 IC_3 的7 脚将向 VT_3 输出关断信号，关断信号发出以后，在3.5 ~ 10μs 的消隐时间内，ZCD 阻止任何负向脉冲进入5 脚，并实现频率变换。这种频率变换，是为了防止准谐振（QR）回扫变换电路的开关频率过高，影响 IC_3 对开关管的关断时间给予限制，当电路的负载电流和输入电压超过正常电路设定值时，零电流检测系统将立即进入频率变换，这种频率变换的结果，就是电路实施过电流、过电压保护的功能。图4-30b 是它的引脚排列图。

5. 同步整流电路

振荡变压器利用高频振荡将电能由一次侧传递给二次侧，对传入的电流相位相同进行二次或三次谐波整流平波，称为同步整流。同步整流电路包括振荡变压器 VT_2、并联晶体管 VT_5、VT_6。

VT_9、VT_{10}、整流二极管 VD_9、VD_{10}以及周边的电阻、电容等所组成。设计同步整流是



a) L6565内部功能框图 b) L6565引脚排列图

图 4-30 L6565 内部功能及引脚排列图

为了取得最大的输出电流和最低的电流纹波。TR_3 是电路滤波电感，也称电流变压器。它的磁心选用 N30 材质环形磁心。电阻 R_{37}、电容 C_{21} 以及电阻 R_{31}、电容 C_{19} 组成快速充放电网络，使 VT_9、VT_{10}、VT_5、VT_6 快速放电，减小因电流变压器 TR_3 的电磁感应所产生的尖峰电压使整流二极管误动作，影响输出电流电压的质量、加大整流的功率损耗。电阻 R_{34} 是电流负反馈取压电阻，用它来调节负反馈的深度，使功率输出稳定。

6. 误差负反馈及保护电路

负反馈是使电路性能稳定所采用的主要方法。误差反馈及保护电路主要由 IC_4、IC_5、VD_{11}、R_{38}、VD_{12}、R_{39}、R_{44}、C_{22} 等元器件组成。IC_5 的工作电压取自电路的输出电压，该电压又经 R_{40} 加到 IC_5 的 3 脚，在 IC_5 的内部产生 2.5V 的精密电压。R_{39}、R_{44} 经过分压连到输出端，反相分压电压加到 IC_5 的 2 脚上，它与 IC_5 的 3 脚同相输入的基准电压进行比较，其差值由 IC_5 的 1 脚输出。电路的恒压控制模式是，经 R_{38}→IC_4→VD_{11}→IC_5 的 1 脚形成电压控制回路；恒流控制回路是，经 IC_5 的 5 脚→R_{41}→R_{42} 分压后，与由 6 脚输入的反相信号进行比较，再经 6 脚输出电流信号，此信号电流在电阻 R_{34} 产生压降。当输出电流增加时，6 脚的控制电压大于 5 脚的设定电压，此时，IC_4 发光二极管的电流经 VD_{12} 流向 7 脚，使 7 脚输出低电压，实现恒流输出的目的。IC_4 的电流也可由 VD_{11} 流入 1 脚，这时 7 脚输出高电压。VD_{11}、VD_{12} 组成“或门”电路，IC_4 的电流流向决定电路输出电压的高低。利用精密稳压源 TL431 和光耦合器 PC817C 是一般开关电源所普遍应用的负反馈控制电路，本电路采用误差放大器输出 IC_3 的 2 脚与反相输入（1 脚）之间 R_{25}、C_{18} 组成的 *RC* 网络，用作控制环路补偿，这种反馈方式，是要求 L6565 作为准谐振同步方式才被采用。

4.7.3 升压变压器 TR_1 设计方法

在开关电源电路凡是有 APFC 转换的地方，都需要升压变压器或者脉冲变压器，有些推挽式、半桥式、全桥式等变换电路里也常常用脉冲变压器，但它的作用不一样，PFC 所用的变压器，一是它与开关管和二极管一起来提升直流电压，二是利用变压器来检测输入电压与变换后的输出电流同相，降低谐波含量，三是检测输入电压的工作状态，实施对过电压或欠电压保护。脉冲变压器磁心和一次绕组的匝数及一次绕组的电压对变换器的工作频率有着决定性的影响。一般脉冲变压器的磁心都采用 EE 或 PQ 软磁铁氧体磁心，要求磁心必须具有

近似矩形的磁滞回线，磁滞回线有明显的饱和点和饱和度，而且具有良好的对称性。

1. 振荡器振荡频率 *f* 的计算

$$f=10^5 V_P/(N_P B_S A_e)$$

式中，V_P 为变压器一次绕组电压；N_P 为变压器一次绕组匝数；B_S 为磁心磁感应强度；A_e 为磁心有效截面积。

磁性材料饱和磁场强度由下式决定：

$$H_S=\frac{N_P I_{po}}{l_E}$$

式中，I_{po}为流入变压器一次绕组的电流；l_E 为磁心的有效磁路长度。由上式推算 $N_P=H_S l_E/I_{po}$。从图 4-29 可知，L6561 的 7 脚是调制脉冲驱动输出端，对于 120W 的输出功率，脉冲峰值电流最大不会超过 0.22A，但它的电压比较低（8.5V 左右）。现在选用 EE22 型磁心，查磁心产品规格表可知磁场强度 $H_S=1.8\text{A/cm}$，$l_E=12\text{cm}$。由上式可算出

$$N_P=H_S l_E/I_P=1.8\times 12/0.22=98$$

磁心的饱和磁感应强度 $B_S=0.234\text{T}$，EE22 型的磁心截面积为 0.36cm^2，根据公式可计算出振荡频率。

$$f=10^5\cdot V_P/(N_P B_S A_e)=10^5\times 8.5/(98\times 0.234\times 0.36)\text{Hz}=103\text{kHz}$$

2. 计算脉冲变压器二次绕组匝数 N_S

$$N_S=I_G N_P/I_S$$

MOSFET 驱动管的栅极-源极之间的驱动绕组即为脉冲变压器的二次绕组。脉冲调制 MOS 管 12NM50，在 $I_S=1.5\text{A}$，$V_{DS}=1\text{V}$ 时，h_{FE}值不小于 10，所以 MOSFET 的栅极电流 $I_G=I_S/h_{FE}=1.5/10\text{A}=0.15\text{A}$，代入上式得到 $N_S=0.15\times 98/1.5=9.8\approx 10$。

4.7.4 高频变压器 TR_2 设计方法

1. 输入直流电压的计算

$$V_i=86\sim 265\text{V(AC)}$$

$$V_{i(min)}=\sqrt{2}V_i F_{min}$$

式中，F_{min}为经整流滤波后 100Hz 电压纹波系数，$F_{min}=0.9$；V_i 取最小值 86V。

$$V_{i(min)}=\sqrt{2}\times 86\times 0.9\text{V}=109.44\text{V}$$

$$V_{i(max)}=\sqrt{2}V_i F_{cp}$$

式中，F_{cp}是一次滤波电容上的过电压因数，电路不带 PFC 时，$F_{cp}=1$，电路带 PFC 时$F_{cp}=1.1$；V_i 取最大值 265V。

$$V_{i(max)}=\sqrt{2}\times 265\times 1.1\text{V}=412.18\text{V}$$

2. 计算一次绕组最大电流 $I_{P(max)}$

电源效率 $\eta=0.85$。

$$I_{P(max)}=P_i/V_{i(min)}=P_o/(\eta V_{i(min)})=12\times 10/(0.85\times 109.44)\text{A}=1.29\text{A}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P=(V_{i(max)}+V_{i(min)})B_{max}A_e/(\sqrt{2}V_{i(min)}F_{os}I_{P(max)})$$

式中，B_{max}为变压器磁心允许最大磁通密度，$B_{max}=0.3T$；F_{os}为一次绕组电压过冲因数，电路无 PFC 时，$F_{os}=1.3$，电路有 PFC 时，$F_{os}=1.8$。

$$N_P=(412.18+109.44)\times0.3\times113/(\sqrt{2}\times109.44\times1.8\times1.29)$$
$$=49.211\approx49$$

4. 计算变压器二次绕组匝数 N_S

计算二次绕组每匝所感应的电压 V'

$$V'=(V_{i(max)}-V_{i(min)})/(N_PF_{os})=(412.18-109.44)/(49\times1.8)V/匝$$
$$=3.432V/匝$$

计算变压器二次绕组高频电压，图 4-29 中的 TR_3 是触发脉冲变压器，设变压器一次绕组的电压降为 2.6V，经 VT_5、VT_6 图腾柱快速开关，C_{20}滤波，便有：

$$V_S=(V_o+V_{TR_3})/0.707=(12+2.6)/0.707V=20.65V$$
$$N_S=V_S/V'=20.65/3.432=6.02\approx6$$

5. 计算变压器一次绕组电感 L_P

$$L_P=D_{min}V_{i(max)}/(I_{p(max)}f)$$

计算占空比
$$D_{min}=V_{i(min)}/(V_{i(min)}+V^e_{i(max)})$$

式中，e 为一次绕组电压感应系数，它与输入电压的高低有关系，现设定 $e=0.88$。

$$D_{min}=109.44/(412.18^{0.88}+109.44)=0.354$$
$$L_P=0.354\times412.18/(1.29\times103\times10^3)H=1.098mH$$

6. 计算磁心气隙 δ

$$\delta=0.4\pi L_PI^2_{P(max)}/(\Delta B^2A_e)=1.256\times1.098\times1.29^2/(0.3^2\times113)mm=0.226mm$$

4.8　具有谐振式临界电流控制模式的 L6563 功率因数转换电源

开关电源变换技术就是提高开关频率，频率提高了，输出的功率就大了，效率也将大大提高，就是常说的谐振式“软开关”技术。所谓软开关就是零开关，指的是零电压开关管导通，零电流开关管关断，这样开关管在导通和关断时不受外力作用，所以它的损耗为零。

L6563 与 L6599 所组成的新的电源电路是具有谐振式临界电流控制的、低损耗、高效益的电源电路，是目前市场上较为先进的电路。

4.8.1　L6563 的功能特点

L6563 电路的前馈功能是对主电压的变化，跟进了环路的稳定和瞬时响应。IC 还提供了跟随式升压状态的选择，其结果是 PFC 转换的功耗低，启动电流小（≤90μA），工作电流低（≤50μA）。

L6563 的引脚功能，如图 4-31 所示。

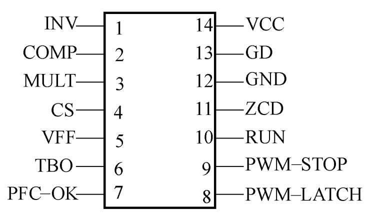


图 4-31　L6563 引脚排列图

1 脚：误差放大器反相输入，PFC 的输出电压通过电阻分压，反馈到 1 脚，流入的电流将改变输出电压，所以称它跟随着主电压。

2 脚：误差放大器输出，补偿网络由该脚与 1 脚组成，

使输出电压稳定，并保证高 cosϕ 和低的 THD。

3 脚：乘法器电压采样输入。通过电阻分压到输入整流电压上，提供正弦波参考信号电流。片内转换电流≥1.0μA。

4 脚：PWM 比较器输入端，电流经检测电阻转变成电压传递，与内部参考电压进行比较，决定开关管的通断。正常工作电压是 1.7V。

5 脚：乘法器第二输入功能。一只电阻和电容并联后连接到该脚与地之间，作环路增益补偿。

6 脚：跟随升压功能。电阻连接该脚与地，决定流入该脚的电流，输出电压按比例改变，如果不使用，该脚将开路。

7 脚：PFC 输出电压监视，实现电路保护，通过分压电阻来检测 PFC 电压输出并调整该电压。若该脚电压低于 0.2V，则关闭 IC，该脚电压在 0.26 ~2.5V 之间。

8 脚：发出输出故障信号。如果电压大于 2.5V 或者 CS 电压大于 1.7V，则为高电平。正常工作时，该脚停止供电，PFC 调整锁定，PWM 不工作。

9 脚：故障信号输出。如果该脚信号低于 0.5V，则 IC 不工作。正常时，该脚无供电。若不用则将该脚悬浮。

10 脚：遥控开关。若该脚电压低于 0.2V，则关闭 IC，若电压大于 0.6V 则重新启动。

11 脚：工作在临界模式时，升压电感去磁检测输入。负触发脉冲使 MOS 管导通。

12 脚：地。

13 脚：栅极驱动输出，输出电流为 600mA。灌入电流为 800mA，钳位电压为 12V。

14 脚：IC 供电电源。

4.8.2　L6563 及 L6599 的工作原理

L6563 是 PFC 控制转换芯片，工作在固定关闭时间模式。如图 4-32 所示，控制转换器主要由 VD_1、C_7、R_5、VT_1、R_S、R_6、C_9 等元器件所组成。为了减小 EMI 的干扰，通过 C_5、C_6、L_3 组成的差模抑制电路进行阻隔。L_4、VD_3、C_{10} 是 PFC 转换升压滤波电路。IC_1 具有高电流驱动能力。电阻 R_1、R_2、R_3 是输入电压分压取压电阻，分压信号从 3 脚输入给片内乘法器，用来调节乘法器电流。电阻 R_7、R_8、R_9、R_{10}是输出电压调节电阻，用来检测 PFC 的输出电压。R_{29}、R_{30}、R_{31}、R_{32}、R_{33}是输出电压保护电路，用来检测电压控制环路可能出现的异常现象。

LLC（谐振变换）使用半桥拓扑电路，它工作在零电压开关（ZVS）模式。L6599 结合了半桥驱动的功能，直接驱动 MOS 管，它的占空比可到 50%。

当输入电压或负载发生变化时，可根据输出电压调节反馈信号来改变占空比。L6599 是非线性软启动 IC。而电流保护模式采用“打嗝”延时的方法，使过电流加以“消化”。当电路处在轻载时，由引脚决定时序电路，使电路工作在“打嗝”模式。

电路发生短路时，引起 IC_3 的 6 脚电压超过 2 脚的极限电压时，这时使电路进入保护程序，使 6 脚电压快速下降，保持电流稳定。

IC_2 内部的 MOSFET 工作在电流控制模式，是 PWM 转换的部件，输出功率约为 7.3W。反馈电压从 V_{o3}取样，经基准稳定源与取样电压比较，其差值由光耦合器 PC_1 光耦电流传送到 IC_2 内调制占空比，从而控制输出电压 V_{o3}的稳定。当 PFC 停止工作时，转换器工作在全

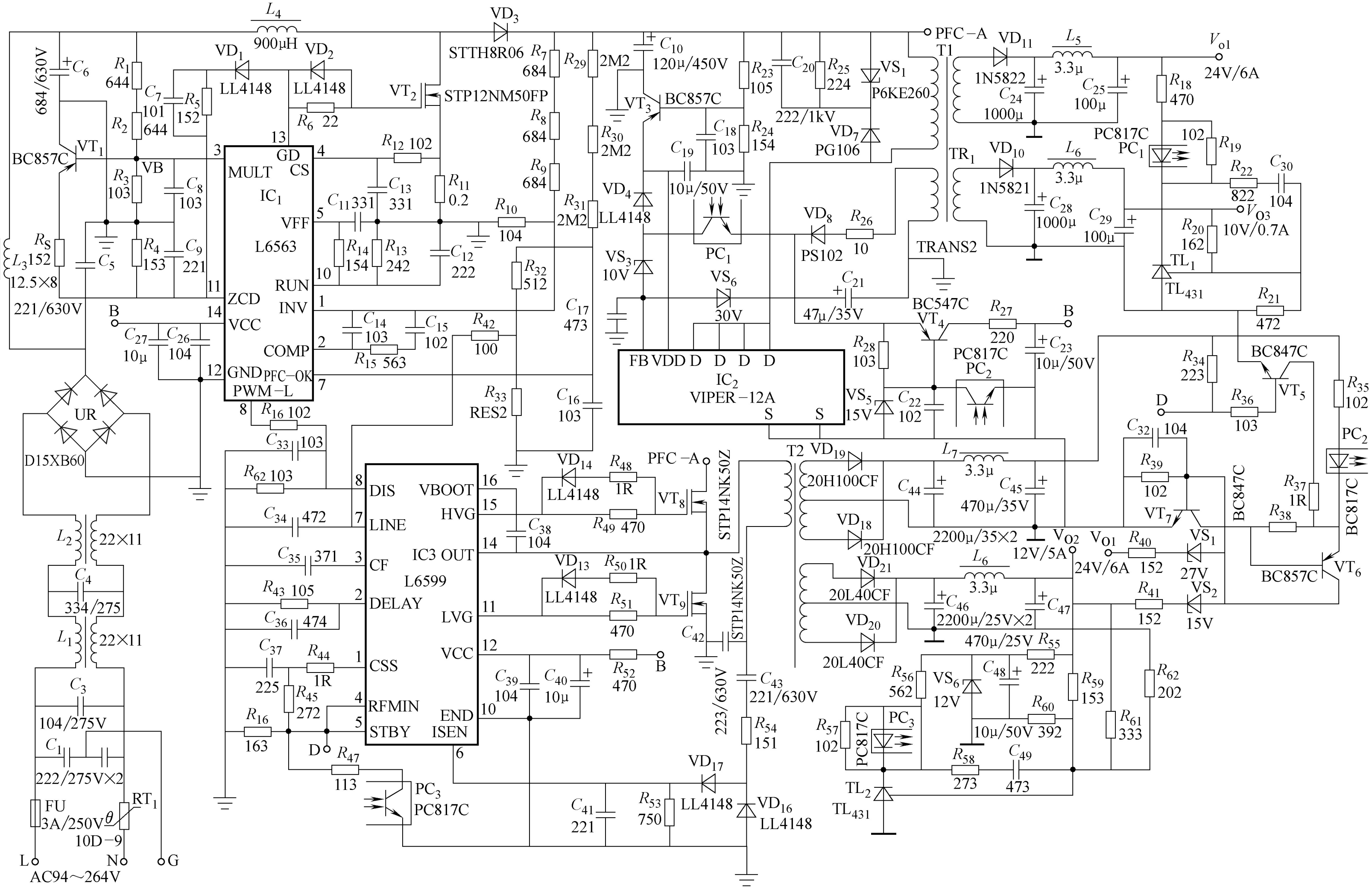


图 4-32　谐振式临界电流控制 L6563 及 L6599 功率因数转换电源

电压（AC94～264V）范围内，由反激式变压器 TR_1 的一次辅助绕组向 IC_2 提供供电电压，同时也向 IC_1、IC_3 提供电压。

PFC 和 LLC 的转换控制是由 VT_4、VS_5、VT_5 组成，供给或断开 PFC 和 LLC 两级必需的电压。当有交流输入电压时，IC_2 首先开始工作，PFC 接着工作，最后 LLC 也开始工作，并输出所设计的负载所需的电压。需要指出的是，C_{42} 和变压器 TR_2 产生谐振，电路工作在零电压开关（ZVS）状态，电源呈现出高效率、低 THD，并且极大地降低了电磁干扰。

L6599 具有过电压保护和短路保护功能，PFC 和 LLC 都需要过电压保护电路。L6563 的内部设计有动态和静态保护电路，PFC 的输出电压由分压检测电路将检测信号输送到误差放大器内进行电压比较放大，若比较值小于片内的设计值，PFC 输出电压正常，反之，将实施过电压保护。图 4-33 为 LCL 变换原理图。

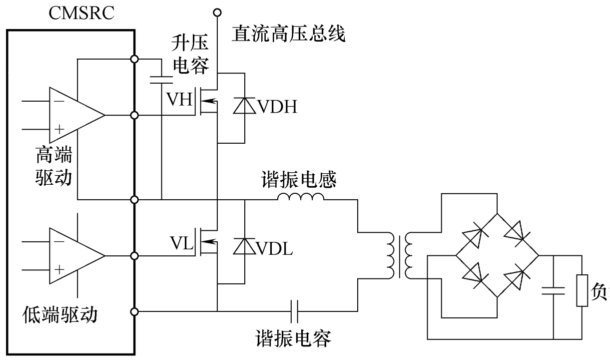


图 4-33 半桥隔离式 LCL 变换示意图

IC_1 的故障保护电路经 R_{29}、R_{30}、R_{31}、R_{32}、R_{33} 分压取样送至 IC_1 的 7 脚，若出现异常时，7 脚输入的信号电压使 IC_1 立即锁定，输出脉冲消失，同时 IC_3 的脉宽调制也被锁定。

IC_3 的 6 脚是电流检测输入端，当电流反馈信号进入 6 脚时，它将与片内的比较器进行比较，第一级比较器的参考电压为 0.8V，第二级比较器的参考电压是 1.5V。当实际电压超过该脚电压 0.8V 时，片内比较器通过软启动电容 C_{SS} 放电，从而关闭信号输出。当输出发生短路，而且短路时间超过 t_{SH} 时，这时过载保护被激活，使 L6599 将输出信号关闭。若持续过载或短路时，将 2 脚的占空比下降，无触发脉冲输出。同时，电阻 R_{43} 和电容 C_{36} 并联在该脚与地之间，片内产生的电流对 C_{36} 充电，当充电电压上升到 3.5V 时，L6599 关闭，PFC 将转换信号电压下降到零；当 C_{36} 的电压低于 0.3V 时，L6599 复位，这时 6 脚上的电压上升到 1.5V。

总之，L6563 构成的 PFC 电路，既可以做到恒电压输出模式，又可以实现跟随电压输出模式；由 L6599 构成的 LLC 转换器、电路开关管工作在零电压开关（ZVS）状态，转换效率高，电磁干扰小。

4.8.3 L6563 电路主要元器件参数计算

1. 计算输入功率 $P_{i(max)}$ 和输入电流 $I_{i(max)}$

设输入最低电压时的功率因数为 0.99，PFC 转换的效率为 0.95，则

$$P_{i(max)} = P_o/\eta = (V_{o1}I_{o1} + V_{o2}I_{o2} + V_{o3}I_{o3})/\eta = (24\times6 + 12\times5 + 10\times0.7)\text{W}/0.95 = 222\text{W}$$

$$I_{i(max)} = P_o/(\eta V_{i(min)}\text{PF}) = 211/(0.95\times\sqrt{2}\times90\times0.99)\text{A} = 1.763\text{A}$$

交流电流的峰值电流 $I_{i(pk)} = \sqrt{2}P_o/V_{i(min)AC} = \sqrt{2}\times211/94\text{A} = 3.174\text{A}$

交流电流的平均电流 $I_{i(avg)} = 2I_{i(pk)}/\pi = 2\times3.174/3.14\text{A} = 2.02\text{A}$

2. 计算临界工作模式，负脉冲触发下降沿修复电容 C_{43}

$$C_{43}=K_{IL}I_{i(max)}/(2\pi f_{sw}rV_{i(min)AC})$$

式中，K_{IL}为检测升压电感电流纹波系数，取0.3；r为检测滤波电压纹波系数，取5%。

$$C_{43}=0.3\times1.743/(6.28\times100\times10^3\times0.05\times90)\text{F}=185\times10^{-9}\text{F},取220\text{pF}$$

3. 计算 PFC 滤波电 C_{10}

$$C_{10}=K_p\times10^6\cdot P_o\cdot2\pi(T-t_c)\times10^{-3}/(V_{i(max)}-V_{i(min)})^2$$

式中，K_p为电源转换系数，无 PFC 调整时，$K_p=1.8$，有 PFC 调整时，$K_p=1$。$V_{i(max)}=\sqrt{2}V_{Bmax}K$，$K$为电源整流转换系数，$K=1.07$，则 $V_{i(max)}=\sqrt{2}\times265\times1.07\text{V}=400\text{V}$；$V_{i(min)}=\sqrt{2}V_{Bmin}=\sqrt{2}\times90\text{V}=127.26\text{V}$。

$C_{10}=1\times10^6\times211\times6.28\times(10-3)\times10^{-3}/(400-127.26)^2\mu\text{F}=124.7\mu\text{F}$，取120μF/450V

4. 乘法器取压电阻 R_1、R_2 的计算

L6563 是 PFC 转换控制芯片，片内的转换调制电流不低于100μA，它的输入最低电压为132.92V，取压电阻可用下式计算。

$$R_1+R_2=V_{i(min)}/I_{PFC}=127.26\text{V}/100\times10^{-6}\Omega=1.27\text{M}\Omega$$

设 L6563 的 3 脚取样电压 $V_B=1.0\text{V}$，则

$$V_B=V_{i(min)}R_3/(R_1+R_2+R_3)=1.0\text{V}$$

$$132.92\times R_3/(1.33\times10^6+R_3)=1.0$$

所以 R_3 约为 10kΩ。

5. 计算高频旁路电容 C_{14}、C_{15}的容量

电容 C_{14}、C_{15}的作用是给误差信号输出高低端频率补偿，同时给高频电流旁路，分别对2～20MHz 的频谱旁路，同样对误差输出信号在不同频段进行上升沿的修正，设对 C_{15}的高频频率补偿时间 $T_1=2.8\mu\text{s}$，要求 $T_1\leqslant R_{15}C_{15}/2\pi K$，对 C_{14}的低端频率补偿时间 $T_2=28\mu\text{s}$，要求 $T_2\leqslant R_{15}C_{14}/2\pi K$，$K$为 RC 充电系数，$K=3.18$，设 $R_{15}=56\text{k}\Omega$，则

$$C_{15}=2\pi KT_1/R_{15}=2\times3.14\times3.18\times2.8\times10^{-6}/56\times10^3\text{F}=1\times10^{-9}\text{F}=1\text{nF}$$

$$C_{14}=2\pi KT_2/R_{15}=2\times3.14\times3.18\times28\times10^{-6}/56\times10^3\text{F}=10\times10^{-9}\text{F}=10\text{nF}$$

6. 计算输出电压 R_{10}阻值

L6563 的 INV 是误差放大器反向输入端，片内有 2.5V 的基准电压，PFC 的输出电压由基准电压乘以分压器的阻抗比，则有 $(R_7+R_8+R_9+R_{10})/R_{10}=V_{OUT}/V_{REF}$

$$(680\text{k}\Omega\times3+R_{10})/R_{10}=400/2.5$$

$$则 R_{10}=12.83\text{k}\Omega,取 R_{10}=13\text{k}\Omega$$

7. 计算高次谐波滤波电容 C_5+C_6

C_5、C_6 设计在桥式整流后的 π 形谐波滤波电路。

$$C_5+C_6=1\times10^{-3}/(2\pi fR_{DF}B_r)$$

式中，B_r为输入纹波电流百分比，取5%；f为50kHz；R_{DF}为电路输入直流阻抗。

$$R_{DF}=P_o/(I_{i(pk)}\eta)=211/(3.174\times0.95)\Omega=69.98\Omega$$

$$C_5+C_6=1\times10^{-3}/(2\times3.14\times50\times10^3\times69.98\times0.05)\text{F}=1\times10^{-9}\text{F}=1\mu\text{F}$$

C_5 与 C_6 的分配是 $C_5=334\text{pF}/630\text{V}$，$C_6=684\text{pF}/630\text{V}$

8. 计算电流反馈取压电阻 R_{11}

计算 L6563 的门限电压 $V_{MO}=KV_{CN}$

式中，K 为 L6563 的 PFC 转换系数，$K=0.85$；V_{CN} 为乘法器的取样电压，$V_{CN}=V_{i(min)}R_3/(R_1+R_2+R_3)=132.92\times10/(1330+10)\text{V}=0.992\text{V}$。

$$V_{MO}=0.85\times0.992\text{V}=0.843\text{V}$$

4 脚（CS）的非正常工作电压是 1.7V，低于 1.7V 就是正常工作，现设工作电压为 1.6V。

$R_{11}=(V_{es}-V_{MO})/I_{i(pk)}=(1.6-0.843)/3.174\Omega=0.239\Omega$，取 0.24Ω

4.8.4 高频变压器设计方法 1

L6599 工作在临界电流模式，高频变压器处在谐振式转换，因此，设计时变压器一次绕组有一定的漏感，这些漏感与电容产生谐振，使电源的开关管工作在零电压开关状态。当变压器存储的能量全部转移到输出负载上时，磁心必须要有回零复位时间，这就需要有电感去磁的能力。

1. 根据输入电压和变压器一次绕组感应电压计算最高和最低占空比

对 PFC 调节电路的占空比计算可采用下列公式。

$$D_{max}=V_{OR}/(V_{OR}+V_{Bmin}+V_{DS(on)})$$

$$D_{min}=V_{Bmin}/(V_{OR}+V_{Bmin}+V_{DS(on)})$$

式中，V_{OR} 为一次绕组感应电压，通常 V_{OR} 在 90～170V 之间，中间值为 135V；$V_{DS(on)}$ 为开关管的导通电压，一般为 5～10V，取 5V；V_{Bmin} 取 90V。

$$D_{max}=135/(135+90+5)=0.587$$

$D_{min}=90/(135+90+5)=0.391$

临界模式占空比的计算与其他结构有点差异。

2. 计算变压器一次绕组电感

L_P 的计算也可采用下式：

$$L_P=\frac{(V_{i(max)}D_{max})^2}{\sqrt{\frac{2P_o f_{min}}{\eta}}+V_{i(min)}\pi f_{min}D_{min}\sqrt{C_{res}}}$$

式中，最高输入电压 $V_{i(max)}=264\sqrt{2}\text{V}=373.3\text{V}$；最低输入电压 $V_{i(min)}=90\sqrt{2}\text{V}=127.26\text{V}$；输出功率 $P_o=V_{o1}I_{o1}+V_{o2}I_{o2}+V_{o3}I_{o3}=24\times6+12\times5+0.7\times10=211\text{W}$；$C_{res}$ 为谐波电容容量，由 C_{42} 代替，$C_{42}=220\text{pF}$。

$$L_P=\frac{(373.3\times0.587)^2}{\sqrt{\frac{2\times211\times50\times10^3}{0.92}}+127.26\times3.14\times50\times10^3\times0.391\times\sqrt{220\times10^{-6}}}\text{mH}=398\mu\text{H}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

根据输出功率和允许变压器温升，由表 4-2 选用 PQ32/30，查表 $A_e=142\text{mm}^2$。磁心的磁感应强度由前例选用 $\Delta B=0.21\text{T}$。

$$N_P=L_P I_{i(pk)}\times10^3/(\Delta BA_e)=0.398\times3.174\times10^3/(0.21\times142)=42.4=42$$

表 **4-2** 高频变压器 **PQ** 磁心设计用表

项序	参数名称		频率	PQ20/16	PQ20/20	PQ26/20	PQ26/25	PQ32/20	PQ32/30	PQ35/35	PQ40/40	PQ50/50
1	单开关电路输入功率 P_i/W ($\Delta T = 30$℃)		50kHz	35	47	78	86	98	150	219	328	587
			100kHz	54	71	113	126	129	204	313	465	704
2	多路开关电路输入功率 P_i/W ($\Delta T = 30$℃)		50kHz	70	95	156	173	187	284	429	649	1130
			100kHz	106	141	215	233	210	344	554	826	1520
3	每伏输入电压的匝数 N_{IT}	单、多路正激式电路 $D = 0.4$	50kHz	0.502	0.502	0.277	0.310	0.259	0.278	0.251	0.226	0.149
			100kHz	0.302	0.307	0.194	0.211	0.197	0.202	0.176	0.159	0.124
		桥式等 $D = 0.6$	50kHz	0.296	0.295	0.187	0.200	0.175	0.188	0.165	0.147	0.0995
			100kHz	0.197	0.280	0.131	0.148	0.156	0.155	0.128	0.116	0.0935
4	P_{Cu} 铜损/W	括号内的值对应于 50kHz 正激式		0.235(0.272)	0.28(0.325)	0.41	0.41	0.44	0.55	0.65	0.826	1.11
5	P_{Fe} 铁损/W			0.235(0.198)	0.28(0.325)	0.4	0.4	0.44	0.55	0.65	0.826	1.11
6	每匝绕组电阻 R_{IT}/Ω			1.33×10^{-4}	8.62×10^{-5}	1.27×10^{-4}	8.57×10^{-5}	1.02×10^{-4}	4.87×10^{-5}	3.21×10^{-5}	2.26×10^{-5}	2.18×10^{-5}
7	产生30℃温升的磁感应强度增量 ΔB(包括铜损/T)	正激式	50kHz	0.196	0.1960	0.192	0.173	0.162	0.152	0.147	0.152	0.128
			100kHz	0.162	0.1585	0.137	0.125	0.102	0.104	0.105	0.108	0.077
		桥式	50kHz	0.1658	0.167	0.147	0.133	0.128	0.112	0.112	0.1171	0.096
			100kHz	0.1245	0.123	0.101	0.09	0.0685	0.068	0.0723	0.0745	0.051
8	磁心中心柱截面积 A_e/mm^2			61	61	113	113	142	142	162	174	314
9	绕组平均长度 l/mm			44	44	56.2	56.2	67.1	67.1	75.2	83.9	104
10	可以绕线窗口面积 A_W/mm^2			47.4	65.8	60.4	84.5	80.8	149.6	220.6	326	433
11	窗口有效使用系数 K_0			0.34	0.38	0.36	0.38	0.40	0.46	0.52	0.56	0.54
12	热阻 R_T(热点)/(℃/W)			42.5	36	24.5	24.4	22.7	18.2	15.4	12.1	9.0
13	80℃时相应磁感应强度下的铁损 P_{Fe}/W		50kHz	$6.598 \times 10^{-10} \times B^{2.656}$	$3.994 \times 10^{-9} \times B^{2.741}$	$2.682 \times 10^{-9} \times B^{2.584}$	$3.048 \times 10^{-9} \times B^{2.602}$	$2.847 \times 10^{-8} \times B^{2.333}$	$3.541 \times 10^{-8} \times B^{2.358}$	$1.163 \times 10^{-8} \times B^{2.54}$	$9.735 \times 10^{-9} \times B^{2.589}$	$3.1 \times 10^{-8} \times B^{2.534}$
			100kHz	$8.11 \times 10^{-10} \times B^{2.734}$	$9.578 \times 10^{-10} \times B^{2.741}$	$1.375 \times 10^{-8} \times B^{2.487}$	$1.882 \times 10^{-8} \times B^{2.485}$	$9.884 \times 10^{-7} \times B^{1.996}$	$4.575 \times 10^{-7} \times B^{2.146}$	$1.058 \times 10^{-7} \times B^{2.374}$	$1.151 \times 10^{-7} \times B^{2.387}$	$2.27 \times 10^{-7} \times B^{2.47}$
14	电感系数 A_L/(nH/匝^2)			≥5200	≥4260	≥9640	≥8000	≥12300	≥8670	≥10100	≥9150	≥10900

4. 计算变压器二次绕组匝数 N_{S1}、N_{S2}

$$N_{S1}=\frac{(V_{o1}+V_D)(1-D_{min})N_P}{V_{i(min)}D_{min}}=\frac{(24+0.4)\times(1-0.391)\times42}{132.92\times0.391}=12.01=12$$

$$N_{S2}=\frac{(V_{o2}+V_D)(1-D_{min})N_P}{V_{i(min)}D_{min}}=\frac{(12+0.4)\times(1-0.391)\times42}{132.92\times0.391}=6.10\approx6$$

5. 计算变压器磁心气隙 δ

$$\delta=\frac{4\pi\times10^{-7}N_P^2A_e}{L_P}=\frac{4\times3.14\times10^{-7}\times42^2\times142}{0.398}\text{mm}=0.79\text{mm}$$

4.8.5 高频变压器设计方法 2

1. 计算一次绕组峰值电流 $I_{i(pk)}$

$$I_{i(pk)}=2P_o/(V_{i(max)}D_{min}\eta)=2\times211/(373.3\times0.391\times0.92)\text{A}=3.143\text{A}$$

2. 计算高频变压器一次绕组电感 L_P

$$L_P=2P_oD_{min}^2\times10/(I_{po}\eta)=2\times211\times0.391^2\times10/(1.763\times0.92)\mu\text{H}=398\mu\text{H}$$

3. 计算磁心气隙 δ

$$\delta=V_{max}D_{max}\times10^{-2}/I_{i(pk)}=373.3\times0.587\times10^{-2}/3.174\text{mm}=0.69\text{mm}$$

4. 计算一次绕组匝数 N_P

$$N_P=V_{i(max)}t_{on(min)}/(\Delta BA_e)=373.3\times3.91/(0.21\times142)=48.95\approx49$$

4.8.6 高频变压器设计方法 3

1. 计算一次绕组峰值电流 $I_{i(pk)}$

$$I_{i(pk)}=P_o/(V_{i(min)}D_{max}\eta)=211/(127.26\times0.587\times0.92)\text{A}=3.07\text{A}$$

2. 计算一次绕组电感 L_P

$$L_P=V_{i(max)}D_{min}\times10^3/(2P_o\eta)=373.3\times0.391\times10^3/(2\times211\times0.92)\mu\text{H}$$
$$=376\mu\text{H}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P=\Delta BD_{max}\eta\times10^3/(0.4\pi I_{po})=0.21\times0.587\times0.92\times10^3/(1.256\times1.763)$$
$$=51.2\approx51$$

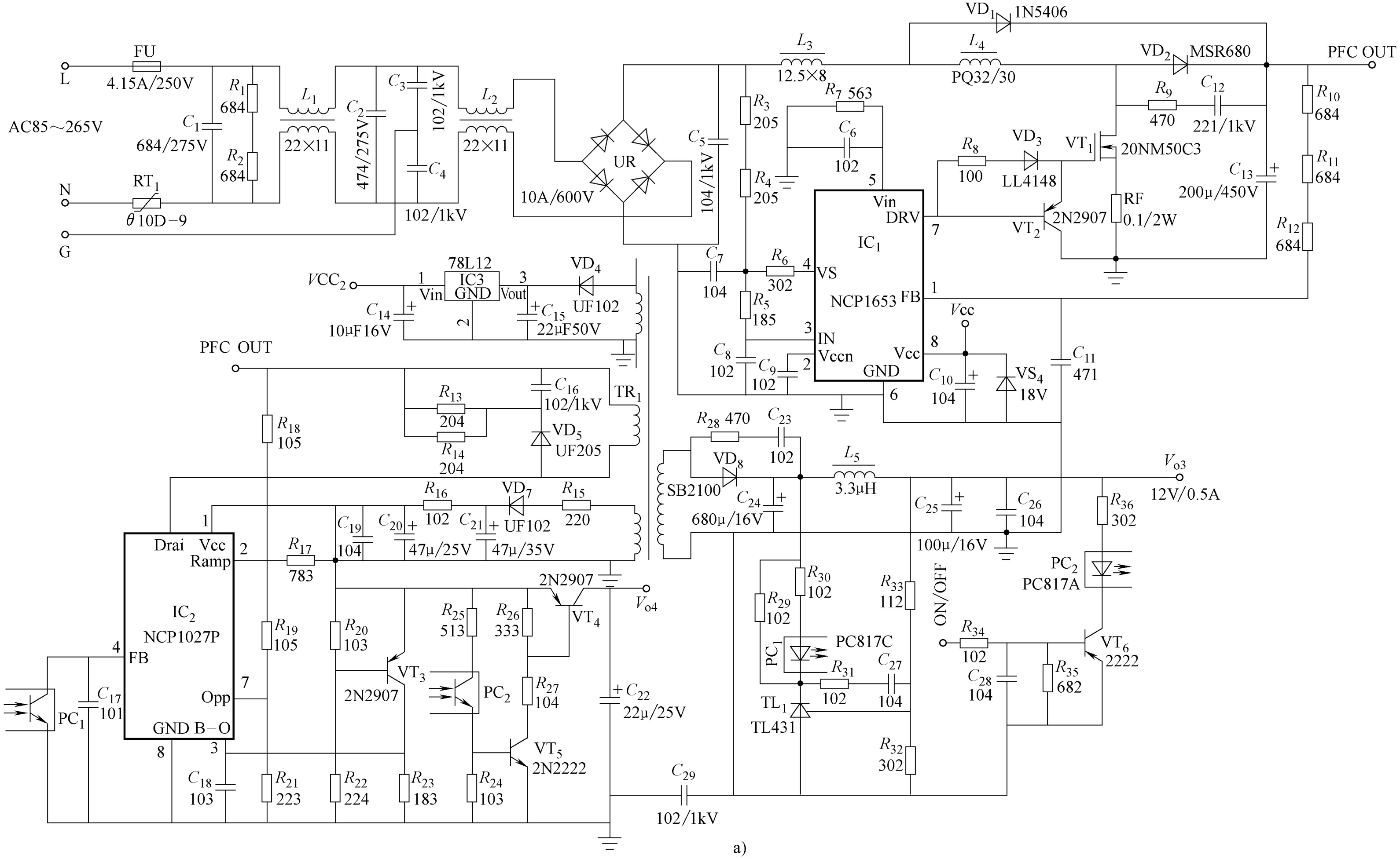
4. 计算变压器磁心气隙 δ

$$\delta=0.4\pi\times L_PI_{i(pk)}^2/(\Delta B^2A_e)=1.256\times0.376\times3.07^2/(0.21^2\times142)\text{mm}$$
$$=0.71\text{mm}$$

三种计算的结果相差不很大，在这种大功率面前，运用的计算方法其结果不可能完全一致，只有通过实验来修正技术参数。

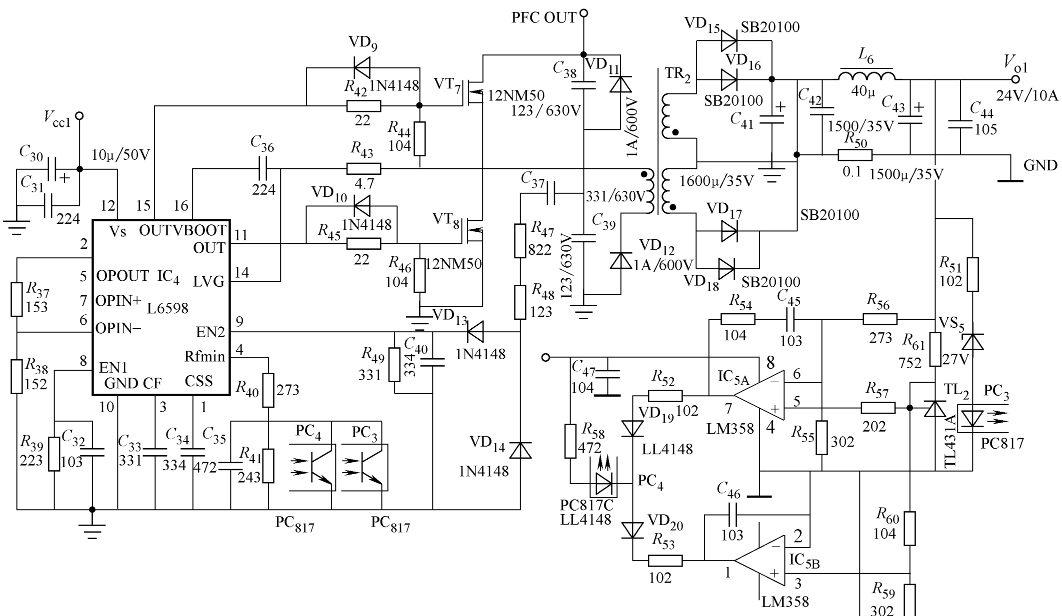
4.9 连续电流控制恒功率输出的 L6598 转换电源

如图 4-34 所示，由 L6598、NCP1653、NCP1027 组成的电流控制恒功率输出变换电路，具有转换效率高、保护功能强、使用方便等优点。电路主要由 EMI 抑制电路、输入整流滤波电路、PFC 校正电路、PWM 转换电路、输出整流滤波电路、输出反馈调制电路以及过电压、过电流、过温保护电路组成。电路结构简单，使用元器件较少。



a)

图 4-34　具有谐振临界电流控制的 L6598 变换电路原理图



b)

图 4-34 具有谐振临界电流控制的 L6598 变换电路原理图（续）

4.9.1 NCP1653 的功能特点

NCP1653 的主要功能是 PFC 校正，它是一种连续导通型，工作在跟随升压或固定输出电压两种模式，其工作频率为 100kHz，具有高可靠性保护功能等优点。

NCP1653 的引脚功能如下：

1 脚：反馈及关断。该脚接收反馈电流 I_{FB}，反馈电流的大小与 PFC 电路的输出电压成正比，调节反馈电流，即可改变输出电压，这样，可实施过电压保护和欠电压保护。

2 脚：控制电路软启动。该脚电压直接控制输入阻抗，即控制电路的功率因数，也有软启动功能。

3 脚：输入电压控制。由输入电流正比输入电压的均方根，电流还可用于过功率限制及 PFC 的占空比调制。当检测电流 I_s 乘以该脚输出电流 I_{vac} 的乘积达到 3nA^2 以上时，过功率控制激活，使占空比降低，输入功率减少。

4 脚：输入电流检测。检测电流 I_s 正比于电感电流 I_L，I_s 用于过电流保护、过功率限制及占空比的调制，当 I_s 达到 200mA 以上时，过功率限制启动并禁止触发脉冲输出。

5 脚：乘法器电压。提供用于 PFC 的占空比调制，此脚外接一个电容和一个电阻，若不接，电路将呈峰值电流型工作。

6 脚：公共地。

7 脚：驱动输出。触发脉冲去驱动外接功率 MOSFET。

8 脚：IC 的电源供给脚。电压供给范围为 8.75～13.75V。

NCP1653 是一种固定工作频率、连续电流型工作的功率因数校正升压式的控制集成电路。固定工作频率的特点是能够抑制 EMI，并限制辐射的噪声。NCP1653 还具有 ±1.5A 输

出驱动能力，能承担恒电压输出，也可以承担跟随式电压输出。跟随式的优点是，能降低 PFC 电路电感的体积，输出电压可根据输入电压和负载来决定，并能允许低电压输出。低成本、高可靠性及高功率是 NCP1653 又一大特点。过电压保护、欠电压保护、过功率限制、过电流保护、过热闭锁也是 NCP1653 另一大特色。

4.9.2　L6598 的功能特点

L6598 是 PWM 转换控制 IC，内部结构如图 3-15 所示，它受脱线电源的控制，可用于驱动 MOS 管或 IGBT，用在半桥拓扑中可提供压控振荡、软启动、运算放大等功能。控制 IC 可通过元器件与高压连接，它也能工作在低电压。L6598 具有精确的电压控制振荡器和软启动频率转移功能，可用于电容升压、窄脉宽驱动等特殊场合，也可在低电压、大电流的负载下，提供变频或频率抖动服务。

1. L6598 工作原理

当 IC 电压达到欠电压锁定（UVLO）的阈值时，IC 将启动欠电压保护。供电电压来到阈值之前，两只半桥功率管将驱动器的低阻抗槽路切断，开路进入正常运行，在第一个半周期中，高边驱动器有效，压控振荡器工作处于设计正常的频率，同时 IC 提供软启动功能。在 IC_4 的 1 脚接入一延时电容 C_{34}，它控制启动时间，振荡器通过高边、低边栅极驱动来控制外部 MOS 管 VT_7、VT_8，以保持 450mA 源极输出电流和 250mA 漏极输入电流，此电路允许不同功率的 MOS 管驱动，得以保持开关快速转换，这样使两只功率器件工作在零电压开关模式下。建立死区时间典型值是 300ns。PWM 转换会在这个时间完成。

2. 软启动和振荡频率

软启动和振荡频率是 L6598 的两个主要参量，在软启动时间内，电流 I_{ss} 给电容 C_{34} 充电，将一个电压斜坡送到放大器，然后电压信号转换为电流信号，再去驱动振荡器，这就是软启动的全过程。对 C_{34} 充电电流的计算如下：

$$I_{ss}=I_{fmin}+\left(I_{fstart}-\frac{g_m I_{osc}}{C_{34}}\right)$$

式中，I_{fmin} 为振荡器的最低电流，$I_{fmin}=V_{REF}/R_{fmin}$；$I_{fstart}$ 为振荡器的起始电流，$I_{fstart}=V_{REF}/R_{fstart}$；$V_{REF}$ 是振荡器的标准电压，$V_{REF}=2V$。

在启动时 $t=0$，L6598 振荡器的起始振荡频率 f_{start} 的计算如下：

$$f_{start}=\frac{I_{osc}}{2C_f\Delta C_c}$$

$$I_{osc}=I_{fmin}+I_{fstart}=V_{REF}\left(\frac{1}{R_{fmin}}+\frac{1}{R_{fstart}}\right)$$

上式只是定性地对充电电流和振荡频率进行分析。在这种方法中，软启动时间是不变的，它仅依赖于电容 C_{34}。充电电压 V_c 从峰值到振荡器频率波谷值约等于 2.65V，在正常工作条件下，振荡器的振荡频率近似值为 $f_{min}=\frac{\sqrt{2}}{R_{fmin}C_{34}}$。

3. 跟随升压

输出高电压是由升压电路获得的，它是将整流输出的脉动电压传输给超快速恢复二极管的自举电容充电，PFC 调制脉冲加到开关管，以较大的占空比使开关管的漏极输出高电压，

这个电压输送到芯片内部充电泵。升压二极管的加入是为防止电流从输出倒回到电源输入端。这样，跟随升压式驱动电路增加了电压降，该电压落后于电容 C 的充电电压，随着频率增加，输出电压随之上升，考虑到振荡电源中电流所增加的开关频率，应增加开关管外部电阻 R_9 的阻值。

4. 谐振在电路中的重要性

谐振对于减少高频电磁干扰、提高电源效率是 PWM 转换最好的方法。谐振转换是利用电路寄生参数，根据波形与非谐振方式来区分。谐振谐波含有梯形波和正弦振铃波。所以谐振转换技术可以拓扑到降压式（Buck）、升压式（Boost）、串联式（Cuk）及并联式（Sepic）等多种变换型式。

谐振变换器采用光的网络谐振并与零电流、零电压开关兼容，适用范围极为广泛。我们知道零电流、零电压开关拓扑可以缓冲高压应力、提高效率、降低损耗，是一种先进的技术。

半桥式拓扑的设计应用，以 50% 的占空比工作在变频状态中，输出参数的控制将由改变频率的方法来完成。隔离的 LCL 变换器如图 4-33 所示，它是利用变压器从主回路向电源的负载充电，再由电容 C 的放电来完成电能转换传递，是连续式谐振变换器最容易实现的一种电源拓扑。谐振电路包括电容和电感。这个电感是变压器一次绕组里的漏感，也叫寄生电感。图 4-34 可看到网络电路，图中漏感 L_{res1}、变压器一次电感 L_{mag}、L_{star} 和谐振电容 C_{res} 串联组成，把漏感 L_{res1} 和磁化电感 L_{mag} 叫做激励漏感 L_{res2}。C_{os} 是输出与地之间等效电容，也就是开关管的 D-S 结电容与电路分布电容之和，C_{res} 远大于 C_{os}，这就是谐振所涉及的软开关状态运行要素，是电路谐振的一个主要参量。

5. 频率调整和频率改变的工作原理

谐振是利用改变频率来调整输出到负载的电能，负载电阻是变压器二次侧以及二次侧传递到一次侧的阻抗。阻抗的变化很大，它可以监测作为频率函数的导纳变化。为了对应不同的阻抗负载有两种谐振数值：一个是低频率段的磁化电感 L_{mag}，这是负载开路的感抗；另一个是串联电感 L_{star}。两种谐振均在电能传输控制工作范围内。磁化电感 L_{mag} 很高，它流经电感上的电流很小，大电流将出现在谐振频率峰值上，而低于谐振峰值以下的频率，将失去谐振频谱下的峰值高频，以强化谐振频谱，使它站在谐振频谱上，让它尽可能接近谐振点工作。事实证明，两个功率开关管的任何一个的关闭时间不能太短，也就是频率调整率不能太低，只有较高的频率调整率才能使改变频率的范围较宽，才可保证有条件实现零开关传输电能的功能，否则难以实现。

4.9.3　L6598 电路主要元器件参数计算

1. 计算电容 C_{34} 软启动延迟时间 t_{ss}

在稳定状态下，IC_4 的 1 脚电压为 5V，它的关系式 $t_{ss}=K_sC_{34}$，$K_s=0.15\text{s}/\mu\text{F}$，则 $t_{ss}=0.15\text{s}/\mu\text{F}\times C_{34}=0.15\times330000\times10^{-6}\text{s}=49.5\text{ms}$。

2. 计算谐振频率 f_{osc}

$$f_{osc}=1/(2\pi\sqrt{(L_P+L_D)(C_{38}+C_{39})})$$

式中，L_P 为变压器一次电感，设 $L_P=280\mu\text{H}$；L_D 为变压器的漏感，它是 L_P 的 10% 左右，

$L_D = L_P \times 10\% = 280 \times 0.1\mu H = 28\mu H$，取 $30\mu H$。

$$f_{osc} = 1/(2 \times 3.14\sqrt{(280+30)\times 10^{-6} \times (12+12)\times 10^{-9}})\,Hz = 58.4kHz$$

3. 计算输出滤波电容 C_{41}、C_{42}、C_{43} 的容量

$$C_{41} + C_{42} + C_{43} = 10^{-3} \cdot 2\pi\ \sqrt{I_o V_{rip}}/t_{on(max)}$$

式中，V_{rip} 为二次整流的纹波电压，其输出纹波电压只有输出电压的 2%，即 V_{rip} 为 0.48V；二次整流频率为 200kHz，$t_{on(max)} = D_{max}/f = 0.587/(200 \times 10^3)s = 2.94 \times 10^{-6}s = 2.94\mu s$。

$C_{41} + C_{42} + C_{43} = 10^{-3} \times 2 \times 3.14 \times \sqrt{10 \times 0.48}/(2.94 \times 10^{-6})\mu F = 4679.8\mu F = 4680\mu F$，取 $C_{41} = C_{42} = 1600\mu F/35V, C_{43} = 1500\mu F/35V$。

对 PFC 转换占空比计算：

$$D_{max} = V_{OR}/(V_{OR} + V_{i(min)} + V_{DS(on)}) = 135/(135 + 90 + 5) = 0.587$$
$$D_{min} = V_{i(min)}/(V_{OR} + V_{i(min)} + V_{DS(on)}) = 90/(135 + 90 + 5) = 0.391$$

4. 计算滤波电感 L_6 的电感量

L6598 为半桥式电流控制型，滤波电感 L_6 不但使输出平波降低纹波电压，而且它兼顾着 10A 大电流输出的储能作用，它是输出元器件中较为重要的一个元件。

$$L_6 = V_o/(2\pi t_{on} I_{rip})$$

现取全波整流二极管的导通与截止的时间比为 0.62，纹波电流比为 3%，$t_{on} = \dfrac{D}{f_{sw}} = 0.62/(200 \times 10^3)s = 3.1\mu s$，$I_{rip} = I_o \times 3\% = 10 \times 0.03A = 0.3A$。

$$L_6 = 24/(2 \times 3.14 \times 3.1 \times 10^{-6} \times 0.3)H = 4.1\mu H \approx 4\mu H$$

4.9.4 高频变压器设计方法 1

对于大功率半桥式变换的磁心，磁感应强度 ΔB 根据图 3-10 在 100℃时是 360mT，对一般磁心形状、材质的铁氧体有 65% 的饱和值，$\Delta B = 360 \times 0.65mT = 234mT$，这是一个良好的工作区间。选用 PQ32/30，$A_e = 142mm^2$。

1. 技术参量

输入电压为 AC 90～265V，电源频率为 47～60Hz，输出电压为 24V/10A，转换效率为 90%，工作频率为 100kHz。

2. 计算输入输出功率

$$P_o = V_o I_o = 24 \times 10W = 240W, P_i = P_o/\eta = 240/0.9W = 266.7W$$

3. 计算变压器一次绕组匝数

查表 3-1，$V_{Bmin} = 182.69V$，$V_{Bmax} = 352.23V$，则

$$n = \frac{V_{Bmin} - V_{DS(on)}}{(V_o + V_D)\eta} = \frac{182.69 - 10}{(24 + 0.8) \times 0.9} = 7.74$$

$$D_{min} = 1\Big/\left(1 + \frac{V_{Bmax}}{V_o n}\right) = 1\Big/\left(1 + \frac{352.23}{24 \times 7.74}\right) = 0.345$$

$$D_{max} = 1\Big/\left(1 + \frac{V_{Bmin}}{V_o n}\right) = 1\Big/\left(1 + \frac{182.69}{24 \times 7.74}\right) = 0.504$$

$$I_{PK} = P_i/(V_{Bmin} D_{min}) = 266.7/(182.69 \times 0.345)A = 4.23A$$

$$I_{po}=P_i/V_{Bmin}=266.7/182.69\text{A}=1.46\text{A}$$
$$N_P=V_{Bmax}t_{on(min)}/(\Delta BA_e)=352.23\times3.45/(142\times0.234)=37$$

4. 计算变压器一次绕组电感量 L_P

变压器的一次绕组电感与输出功率有非常重要的关系，我们知道：$P_o=\frac{1}{2}L_PfDI_P^2$。变压器很多参量都是由这道公式推导出来的。

$$L_P=V_{Bmax}D_{min}/(f_pI_{PK})=V_{Bmax}t_{on(min)}/I_{PK}$$
$$=352.23\times3.45/4.23\mu\text{H}=287\mu\text{H}$$

5. 计算变压器的磁心气隙 δ

$$\delta=0.4\pi L_PI_{po}^2/(\Delta B^2A_e)=0.4\times3.14\times0.287\times1.46^2/(0.234^2\times142)\text{mm}$$
$$=0.1\text{mm}$$

6. 计算变压器二次绕组匝数

$$N_{S1}=N_{S2}=(V_o+V_D+V_L)(1-D_{min})N_P/(V_{Bmin}D_{min})=(24+0.4+1.0)\times(1-0.345)\times37/(182.69\times0.345)=9.8\approx10$$

4.9.5 高频变压器设计方法2

1. 计算变压器一次峰值电流 I_{PK}

变压器峰值电流与输出电压、占空比等成反比，与输出功率成正比。

$$I_{PK}=2P_o/(V_{Bmax}D_{min}\eta)=2\times240/(352.23\times0.345\times0.9)\text{A}=4.39\text{A}$$

2. 计算变压器一次绕组电感量 L_P

一次绕组电感不是设计变压器的重要参数，因为电感量只影响开关电源的工作方式，低于60kHz的频率使用铁氧体材料时才考虑电感。电感量的大小与变压器的损耗成比例。如果电源要求完全能量传递方式，可以用增大磁心气隙、降低电感量达到。如果是不完全能量传递，电感量可设计得大一些。

$$L_P=2P_oD_{min}^2\times10/(I_{po}^2\eta)=2\times240\times0.345^2\times10/(1.46^2\times0.9)\mu\text{H}=298\mu\text{H}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P=t_{on(min)}L_P\times10^2/(0.4\pi I_{po}^2\eta)=3.45\times0.298\times10^2/(0.4\times3.14\times1.46^2\times0.9)$$
$$=42.7\approx43$$

4. 计算磁心气隙 δ

$$\delta=V_{Bmin}D_{min}\times10^{-2}/I_{PK}=182.69\times0.345\times10^{-2}/4.39\text{mm}=0.14\text{mm}$$

4.10 智能化控制用的NCP1280功率因数转换电源

随着工业现代化日益进步，各种制造生产控制都采用智能管理模式，如轻纺工业的自动印染纺织、发电厂的锅炉水位自动控制、重型机械厂的数控机床等，所有这些设备的CPU系统需要5V供电电源，电动机与继电器需要12V供电电源，还有其他各类控制系统，它们对电源的安全性、可靠性的要求非常高，还对电源的效率、功率因数、防干扰性能也有明确的要求。NCP1280是安森美公司于2006年推出的新产品。图4-35是智能化数控机床电源控

制原理图，NCP1653 是有源功率因数校正主控芯片，NCP1027 是待机电源主控芯片，NCP1280 是有源钳位 DC/DC 功率转换控制芯片，另外还有四个具有精密稳压负反馈控制电路，组成智能的数控管理电路。

4.10.1 三种主控芯片的特点

1）NCP1653 的特点。NCP1653 工作于连续电流模式，升压型，起功率因数校正的作用。芯片具有固定输出电压模式，也可设计为跟随式输出电压模式，其工作频率都是 100kHz。所谓跟随式为不受升压变压器电感量的影响，调整输出电压，工作在电流连续导通模式，有很强的驱动能力。

2）NCP1027 的特点。它是电路待机电源，其功能是欠电压过电压检测锁定、过电流保护、对占空比的调制、精密 5V 基准供电电源以及双路输出控制等。芯片可以直接接入 PFC 之后，最高输入电压可达 700V。

3）NCP1280 的特点。它属于脱线电压控制型开关电源，并为电路提供了正激式拓扑驱动主功率及辅助驱动功率两种输出驱动方式，它工作在有源钳位状态下驱动二次同步整流或半桥开关电路，这种驱动方式可启动 700V 的高压，系统功耗大大降低，由 NCP1280 组成的电路具有欠电压、过电压、过电流等保护功能，还有软启动功能，是电路安全可靠运行有力的保障。

NCP1280 片内设计了过电压、欠电压关断机构，它的过电压阈值为 3.16V，欠电压阈值为 1.52V。当输入电压超过预置过电压阈值时，状态功能启动，阻止进入运行。UV/OV（欠电压/过电压）外接有电阻到输入端，如超出范围，则软启动电容放电，输出立即禁止。若检测出欠电压状态，5V 基准电压被禁止，当 UV/OV 断开、芯片 16 脚的工作电压达 11V 时，软启动重新启动。UV/OV 还可用于遥控功能。

调节前馈电压斜坡幅度，用来改变开环电路调整率，它是将电路电压与斜坡电压相比的斜率，调制脉宽占空比将对斜率调整，这样取代了反馈系统调节占空比的时间等待。图4-36 是引脚排列。

NCP1280 片内设置有 700V 的高压启动电路，所以电路外部不需启动元件，当电路工作正常后由变压器辅助绕组供电，关闭高压启动，降低功耗。辅助供电是恒流电源，当 1 脚电压低于 7V 时，电路则关闭输出信号并对启动电路进行调节，这就是电压启动工作模式。

振荡器的最高工作频率可设置到 500kHz，它是利用 Rt 与地之间接一个电阻来实现的。在 Rt 上产生的斜坡与片内的电容进行振荡，Rt 越大频率越高，Rt 上的端电压达到 2V。

NCP1280 设置有两个过电流保护，一个是周期跨越限流，另一个是逐个周期限流，当电流检测 90ns 后，电流限制立即动作，输出被禁止。若 5 脚的电压超过 0.48V 就是输出禁止，若 5 脚电压超过 0.57V 时变换器进入周期跨越状态，这时软启动电容放电，变换器 6 脚决定的时间禁止。

NCP1280 有两个输出控制 out1 和 out2，高电平时 out2 优先，低电平时 out1 优先。一般 out1 控制开关功率管，out2 反相控制同步整流，两个输出延迟时间是实现 ZVS 的关键。延时公式是

$$t_D \leqslant \frac{1-D_{max}}{2f}$$

例如变换器工作频率为400kHz，最大占空比为80%，则最大延迟时间为250ns。

4.10.2 NCP1280电路工作原理

如图4-35所示，电路由C_1、L_1组成第一级低通滤波电路，C_2、L_2组成第二级低通滤波电路，两级串联抑制EMI宽带滤波。R_2、R_3、R_4、C_5、C_6组成电压检测电路，当检测电流超过5nA时，过功率电路启动，驱动占空比按检测电流大小缩小，以降低输入功率。电阻R_4是IC_1的4脚输入电流的检测电阻，检测输入电流是为电路实施过电流保护、过功率限制和PFC占空比调节。当输入电流超过200μA时，过电流保护被启动。电容C_7有控制2脚的电压和软启动两种作用，2脚电压的高低将决定校正因数的大小。如果2脚电压为零，此时输出电压也是零，电路处在软启动状态。R_5、C_8是乘法器电压取样电路。如果电路增添一个电容，这时电路工作在连续模式（CCM），否则，工作在峰值电流模式。R_7、VD_3是PFC开关管加速电路，R_7的大小与转换效率和电磁干扰有一定的关系。晶体管VT_1和VT_2并联是为VT_1的快速导通和截止创造条件。R_8、C_{13}以及VD_2是MOSFET的反向吸收网路，R_8、C_{13}能提高VD_2的恢复时间。电解电容C_{13}是PFC的滤波电容。VD_1是预备充电二极管，避免因VT_1截止期间电路产生大的浪涌电流。图4-36是NCP1280的引脚排列图。

改变PFC输出电压高低与电路工作状态的是电阻R_{10}、R_{12}的作用，它们是反馈取样电阻，它们能改变输出电压与输出欠电压的变化。当反馈电流I_{FB}超过110%基准电流I_{REF}时，过电压保护OVP电路启动，停止驱动信号输出；当I_{FB}低于I_{REF}的10%时，电路关闭输出进入待机低消耗状态。由R_{13}、R_{74}~R_{76}、IC_7、VD_7、VT_3、C_9组成PFC输出阶梯控制电路，它的意义是若输入电压变化，PFC输出电压跟随改变，只改变PFC输出反馈电流I_{FB}，起到改变输出电压的目的。NCP1280电路设定输入电压为AC86~200V时，PFC输出电压为DC300V；当输入电压为AC180~265V时，PFC输出电压保持DC390V，输出电压阶梯控制点更精确，转换效率得到提高。工作原理如图4-35所示。

待机电路由IC_2、TR_1、IC_4、IC_5、VD_6组成，为IC_1、IC_3提供电源。IC_2为电流控制模式，工作频率为65kHz，IC_2的启动电流低，具有短路保护与自动恢复功能、频率抖动功能，最大占空比为80%。为防止电路因输入电压低而输出功率超过额定值，特有R_{18}、R_{19}组成过功率保护电路。R_{20}，R_{21}以及VT_4组成过热保护电路。

VT_5~VT_7、IC_8、R_{23}~R_{26}、R_{33}~R_{35}、C_{50}组成ON/OFF控制电路。如果VT_7导通，光耦合器IC_8二极管发光，接收晶体管导通，使IC_2的1脚电压通过VT_5送到C_{19}两端，该电压送到IC_1、IC_3使PFC与PWM启动运行，起到开的作用。电压检测电路由R_{81}、R_{45}组成，R_{80}、R_{79}是NCP1280的反馈电压比较电路，它把输入电压V_{in}的斜坡电压与PFC的输出电压V_{EA}相比较，其差值由占空比进行调整。R_{37}是IC_3的振荡频率设定电阻。R_{39}是输出延时电阻，该电阻是实现ZVS的关键。TR_4、VD_7、R_{42}~R_{44}、C_{36}是过电流保护检测电路，TR_4是电流互感器，起着电流检测的作用。VT_8、VT_9、C_{37}、R_{47}、R_{83}、VS_3、VT_{12}、VD_8、TR_2组成钳位电路，VT_{12}是驱动晶体管，TR_2是快速关断电路，C_{37}是隔直电容。当OUT_2输出正脉冲时，VT_8导通，经TR_2耦合，使VT_{12}截止，若OUT_2无脉冲输出时，VT_{14}截止。当VT_{12}导通时将VT_{14}栅极存储电压快速释放掉。R_{48}、C_{40}组成钳位放电电路。

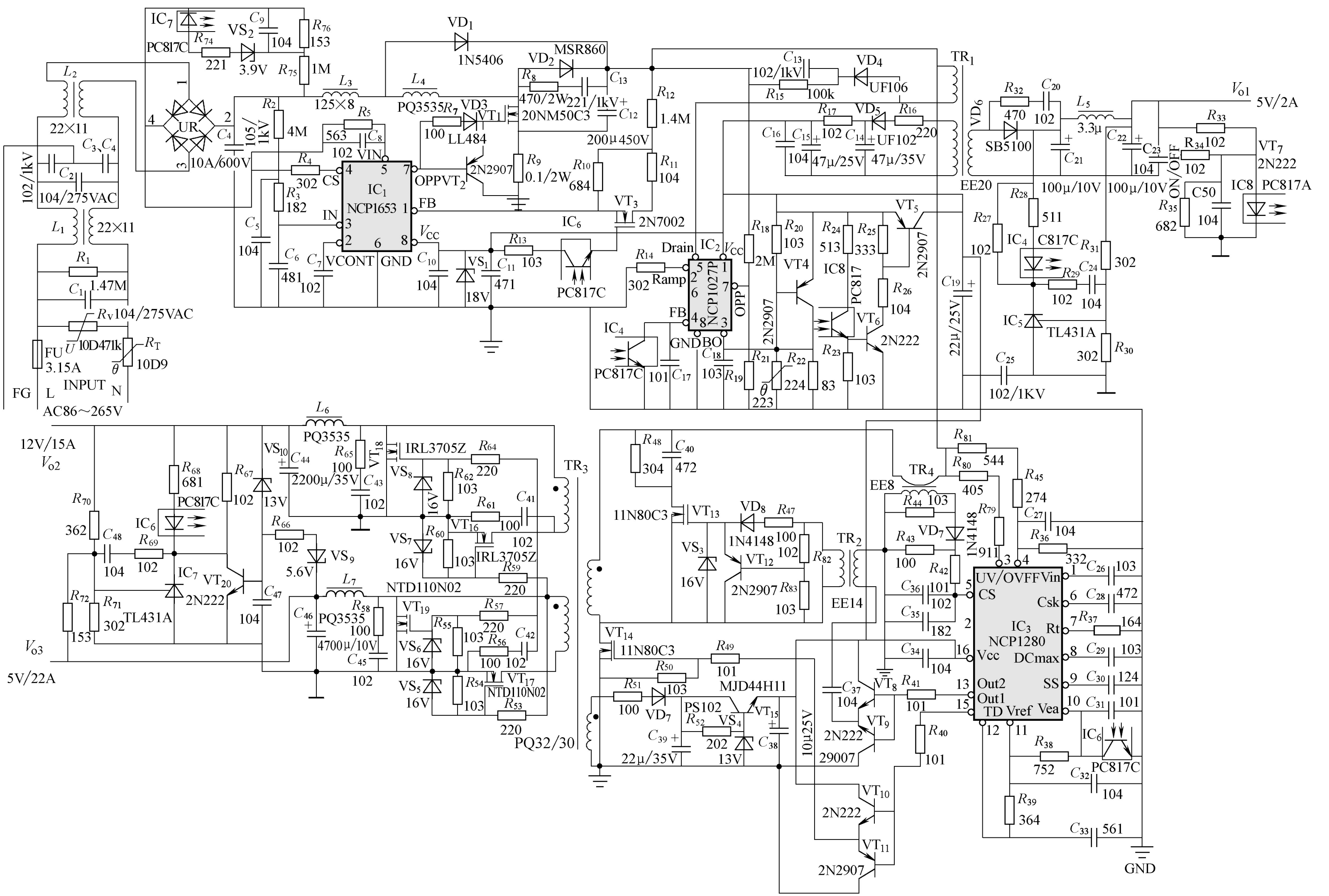
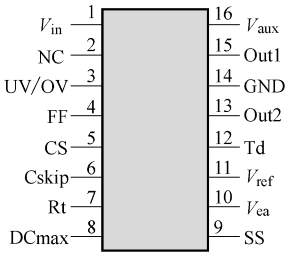


图 4-35　NCP1280 工业电源电路图



V_{in}	输入电压
NC	空端子
UV/OV	欠电压/过电压保护
FF	调节前馈斜坡电压
CS	电流检测输入
Cskip	软启动
Rt	设置工作频率
DCmax	设置最大占空比
SS	电容充电端
V_{ea}	误差放大信号进入端
V_{ref}	5V 基准输出
Td	延迟时间输出
Out1	PWM 辅助输出
GND	控制地
V_{aux}	工作电源
Out2	主 PWM 功率输出

图 4-36　NCP1280 引脚排列图

VT_{17}、VT_{19}是 5V 输出的同步整流电路，R_{53}是 VT_{17}的驱动电阻，R_{59}是 VT_{16}的驱动电阻。VT_{14}导通时 VT_{17}也导通，直接向负载输送电压。VT_{17}的驱动信号是通过 R_{53}加到栅极的，VT_{14}截止，VT_{17}也截止，这时 VT_{19}与 L_7 向负载提供电压，当 VT_{14}截止时，L_7 的电压极性相反。VS_6、VS_7 是两只 MOSFET 的栅极稳压二极管，起着保护作用。

12V 的输出电路与 5V 的输出电路相同，不再重复。VD_7、VS_{10}、VT_{20}、VD_{20}、VS_9 组成输出电压反馈取样和过电压保护电路。当两组输出电压哪一组过电压时，VS_9 或 VS_{10}导通，促使 VT_{20}导通，这时光耦合器 IC_6 发光二极管电流增加，也使 IC_3 的 10 脚电流增加，这样片内进入保护状态，进而关闭输出。

4.10.3　NCP1280 电路主要元器件参数计算

1. 输入功率和输入电流计算

功率因数校正是基于输入最低电压和输入最大电流进行计算的，输入最低电压时的功率因数为 0.998，转换工作效率一般在 0.9 以上，取 $\eta = 0.95$。

输出功率 $P_o = V_{o1}I_{o1} + V_{o2}I_{o2} + V_{o3}I_{o3} = 5\times2 + 12\times15 + 5\times22 = 300\text{W}$

$$P_i = P_o/\eta = 300/0.95\text{W} = 315.79\text{W}$$

输入最大电流　$I_{i(max)} = P_o/(\eta V_{i(min)}\text{PF}) = 300/(0.95\times86\sqrt{2}\times0.998)\text{A}$
$= 2.602\text{A}$

输入一次绕组峰值电流　$I_{i(pk)} = I_{i(pk)}/D_{PFC}$

式中，D_{PFC}为功率因数转换占空比。

$$D_{PFC} = (V_{i(max)} - V_{i(min)})/V_{i(max)} = (265-86)/265 = 0.6755$$

$$I_{i(pk)} = 2.602/0.675\text{A} = 3.852\text{A}$$

2. 交流整流谐波滤波电容 C_4 的计算

该电容的作用是输入整流谐波滤波，让高次谐波旁路。

$$C_4 = K_{Lcr}I_{i(max)}/(2\pi f_{osc}r_pV_{i(min)})$$

式中，K_{Lcr}为输入电流谐波系数，取5%；r_p为输入电压谐波系数，取6%；f_{osc}为谐波频率，取30kHz。

$$C_4 = 0.05 \times 2.602/(2 \times 3.14 \times 30 \times 10^3 \times 121.6 \times 0.06)\text{F} = 0.1\mu\text{F}$$

3. PFC 转换滤波电容 C_{12} 的计算

C_{12}使PFC转换时输出的纹波电压和电流最小。

$$C_{12} = \sqrt{2}P_o r_p/(V_{HD}^2 - V_{i(min)}^2)$$

式中，V_{HD}为PFC转换输出电压，取$V_{HD} = 400\text{V}$。

$$C_{12} = \sqrt{2} \times 300 \times 0.06/(400^2 - 121.6^2)\text{F} = 175.3\mu\text{F}，取180\mu\text{F}/450\text{V}$$

4. 桥式整流滤波电感 L_3 的计算

$$L_3 = V_{i(pk)}D_{PFC} \times 10^3/(f_z \Delta I_L)$$

式中，ΔI_L为整流滤波输出的纹波电流，$\Delta I_L = I_{i(pk)} \times 5\% = 3.852 \times 0.05\text{A} = 0.193\text{A}$；$f_z$为整流后的工作频率，取2kHz。

$$L_3 = 374.71 \times 0.6755 \times 10^3/(2 \times 10^3 \times 0.193)\mu\text{H} = 656\mu\text{H}$$

5. 乘法器取压电阻 R_2、R_3 的计算

NCP1653利用3脚电压误差放大器的输入，该误差放大器实际上是一个93μA电流转换功能，它迫使93μA电流经输出电阻降压，输入信号的额定电压是2.55V，桥式整流的最大输出电压应为374.71V。

$$R_2 + R_3 = (V_{i(max)} - V_{in})/I_{PC}$$
$$= (374.71 - 2.55)/(93 \times 10^{-6})\Omega = 4001.72\text{k}\Omega$$
$$R_2 = 4\text{M}\Omega, R_3 = 1.72\text{k}\Omega，取1.8\text{k}\Omega$$

6. 电压补偿电容 C_6 的计算

电压环路工作在3kHz的低频带上，补偿网络由C_6对误差放大器的增益进行频带补偿，以限制电流谐波通过电压环路影响PFC校正。

$$C_6 = P_i/[(R_2 + R_3)V_{in}C_{12}(2\pi f)^2]$$
$$= 315.79/[4.0018 \times 10^6 \times 2.55 \times 180 \times 10^{-6} \times (3.14 \times 2 \times 3 \times 10^3)^2]\text{F}$$
$$= 484 \times 10^{-12}\text{F} = 480\text{pF}$$

4.10.4 高频变压器 TR_3 设计方法 1

1. 变压器一次绕组电感 L_P 的计算

根据电路的输入功率和工作频率，查表4-2选用PQ32/30。PQ磁心的磁导率高，散热效果好，而且它的体积适中，对于200W以上的大功率选用PQ32/30型磁心是非常合适的，$A_e = 142\text{mm}^2$，$A_w = 149.6\text{mm}^2$。

变压器设计考虑到PFC转换和磁心的热性能，选$f_{min} = 50\text{kHz}$，令$D_{max} = 0.587$、$D_{min} = 0.391$，则电感的计算如下：

$$L_P = D_{max}V_{i(min)}/(I_{i(max)}f_{min}) = 0.587 \times 86\sqrt{2}/(2.602 \times 50 \times 10^3)\text{H} = 549\mu\text{H}$$

2. 一次绕组电感系数 A_L 的计算

电感系数的大小关系到一次绕组匝数，而电感系数与磁心的形状、磁感应强度、磁心截面积及一次绕组流进的电流有关。A_L 的计算如下：

$$A_L = B_{min}A_e^2/(L_P I_{i(max)}^2 K)$$

式中，K 为磁心增加气隙时，直流磁场强度下降 10 倍。

$$A_L = 0.28\times(142\times10^{-6})^2/(0.549\times10^{-3}\times2.602^2\times10)\text{H} = 152\times10^{-9}\text{H} = 152\text{nH}$$

3. 一次绕组匝数 N_P 的计算

$$N_P = \sqrt{\frac{L_P}{A_L}} = \sqrt{\frac{0.549\times10^{-3}}{152\times10^{-9}}} = 60.15 \approx 60$$

4. 变压器二次绕组匝数 N_{S1}、N_{S2}、N_{S3}的计算

NCP1280 的二次电路是同步整流，VT_{18}、VT_{19}是 V_{S1}、V_{S2}的整流 MOSFET，它的开关导通电压为 5～10V，则变压器的二次电压

$$V_{S1} = V_{o2} + V_{DS(on)} = 12\text{V} + 5\text{V} = 17\text{V}$$

$$V_{S2} = V_{o3} + V_{DS(on)} = 5\text{V} + 5\text{V} = 10\text{V}$$

$$V_{S3} = V_{cc} + V_{ce15} + V_{D7} + V_{R51} = 12\text{V} + 0.8\text{V} + 0.6\text{V} + (15\times10^{-3}\times100)\text{V} = 14.9\text{V}$$

$$N_{S1} = V_{S1}(1-D_{min})N_P/(V_{i(min)}D_{min}) = 17\times(1-0.391)\times60/(121.6\times0.391)$$
$$= 13.06 \approx 13$$

$$N_{S2} = V_{S2}(1-D_{min})N_P/(V_{i(min)}D_{min}) = 10\times(1-0.391)\times60/(121.6\times0.391)$$
$$= 7.69 \approx 8$$

$$N_{S3} = V_{S3}(1-D_{min})N_P/(V_{i(min)}D_{min}) = 14.9\times(1-0.391)\times60/(121.6\times0.391)$$
$$= 11.5 \approx 12$$

6. 计算变压器磁心气隙 δ

$$\delta = 4\pi\times10^{-7}\times N_P^2 A_e/L_P = 4\times3.14\times10^{-7}\times60^2\times142/0.549\text{mm} = 1.17\text{mm}$$

7. 计算变压器二次绕组线径 D_S

$$S_{S1} = KI_{o2}/j$$

式中，K 为变压器电流耦合系数，取 $K = 1.2$；j 为导线电流密度，一般为 4～6A/mm^2，取 6A/mm^2。

$$S_{S1} = 1.2\times15/6\text{mm}^2 = 3\text{mm}^2$$

$$D_{S1} = \sqrt{\frac{4S_{S1}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4\times3}{3.14}}\text{mm} = 1.955\text{mm}$$

同理计算 S_{S2}：

$$S_{S2} = 1.2\times22/6\text{mm}^2 = 4.4\text{mm}^2$$

$$D_{S2} = \sqrt{\frac{4S_{S2}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4\times4.4}{3.14}}\text{mm} = 2.368\text{mm}$$

N_S 用 0.6mm×5.0mm 的铜条，先将铜条退火软化再绕制。

4.10.5 高频变压器 TR_3 设计方法 2

1. 变压器的一次绕组电感 L_P 的计算

$$L_P = \frac{10^6 P_o [Z(1-\eta)+\eta]}{I_{i(pk)}^2 K_{RP}\left(1-\frac{K_{RP}}{2}\right) f\eta}$$

式中，Z 为变压器损耗分配系数，$Z=0.5$；K_{RP}为一次纹波电流与峰值电流的比值，取0.5。

$$L_P = \frac{10^6 \times 300 \times [0.5(1-0.95)+0.95]}{3.85^2 \times 0.5 \times \left(1-\frac{0.5}{2}\right) \times 100 \times 10^3 \times 0.95} = \frac{10^6 \times 292.5}{528.052} = 553.9\mu H \approx 554\mu H$$

2. 一次绕组匝数 N_P 的计算

在最高交流输入电压 $V_{i(max)}$下，开关电源经电容 C_{12}第一次滤波的电压 $V_{DC(max)}$为

$$V_{DC(min)} = \sqrt{2} V_{AC(min)} K_{cr}$$

式中，K_{cr}为一次电路的滤波电容输出电压因数。开关电源不带 PFC 时，$K_{cr}=1$，带 PFC 时，$K_{cr}=1.1$。设 $U_{AC(min)}=180V$，则 $V_{DC(min)}=\sqrt{2}\times 180\times 1.1V=280V$。

变压器一次绕组匝数 N_P 可按下式计算：

$$N_P = (V_{i(max)} - V_{DC(min)}) B_{min} A_e / [(V_{DC(min)} K_{cr} + V_{i(max)} - V_{DC(min)}) A_w I_{i(pk)} V_{DC(min)}]$$

式中，B_{min}是在大电流条件下不出现磁饱和选用的磁感应强度，$B_{min}=0.28T$；PQ32/30 的 $A_w=149.6mm^2$。

$$N_P = \frac{(374.71-280)\times 0.28\times 142}{(280\times 1.1+374.71-280)\times 280\times 3.85\times 149.6\times 10^{-6}} = \frac{3765.67}{64.95} = 57.98 = 58$$

3. 计算磁心气隙 δ

$$\delta = 4\pi\times 10^{-4} I_{i(pk)} N_P/\Delta B = 4\times 3.14\times 10^{-4}\times 3.85\times 58/0.28mm = 1.00mm$$

两种计算方法的数据结果相差很小，通过室内试验，进一步更正变压器的参数。

4.11 具有电荷泵性质的 ICEIQS01 功率因数转换电源

所谓电荷泵电压转换是利用电容的充电、放电的基本特性实现流动电荷转移，达到电能转换的目的，这种电压反转器电路称为电荷泵变换器（Charge Pump Converter）。因为电荷泵电压变换的效率高、静态电流小、耗电低，所以在电子开关电路中广泛应用。

4.11.1 ICEIQS01 电路特点

1）电路采用电荷泵电路实现功率因数校正，具有结构简单、转换效果良好，功率因数达98%以上，其成本比一般 PFC 电路少30%。

2）ICEIQS01 选用电荷泵电压转换原理，转换器工作在准谐振方式，所以电路的启动快、开关损耗极低，随着频率降低，电路仍能保持准谐振方式，电源从满载到零载范围内能够平稳工作是因为 ICEIQS01 在接收数字电视信号时，有抗抖动电路，消除过零信号延时，能连续接收。

3）电路采用了新的调压方法，可在变压器的控制绕组与控制输入之间进行外部光耦合

方式调整，电路也可用输出功率（电流或电压）采样比较方式调整输出供电状况。光耦合调压电路利用两套装置，分别对四路输出电压进行控制，这在一般开关电路很少用到，为的是保持四路输出平衡，尤其 V_{o4} 在输出 136V 的状态下不影响其余三路输出。

4）电荷泵电压转换器用 ICEIQS01 应用在数字液晶电视、DVD 播放机、卫星接收机和笔记本电脑等电器产品上。在待机方式下，ICEIQS01 自动进入突发方式，具有过电压保护、欠电压锁定、输入欠电压关断和过电流限制等功能，它的启动电流仅 50μA，待机功耗低于 1W。

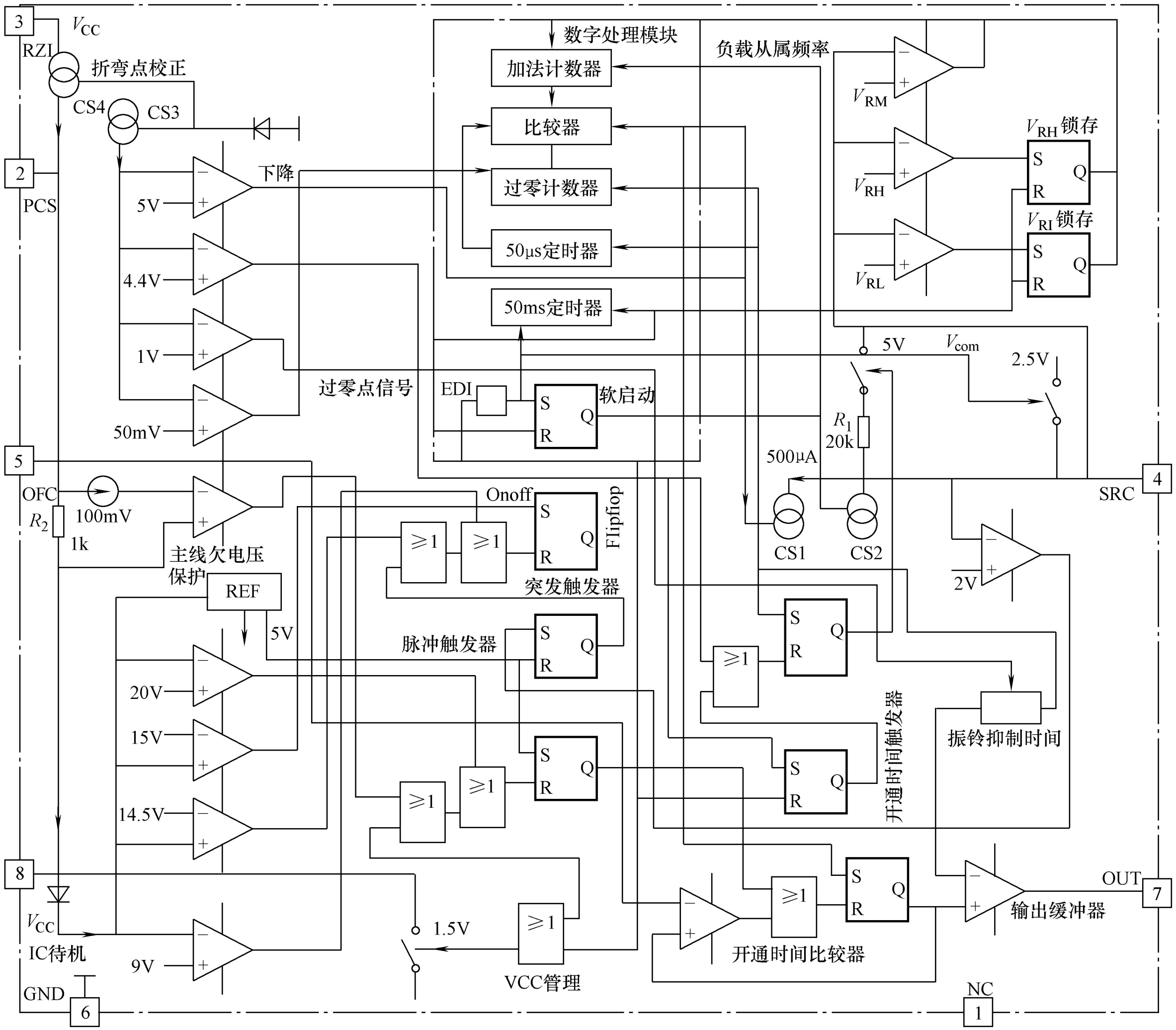
4.11.2 ICEIQS01 片内功能

ICEIQS01 电路控制集成块主要由比较器、触发器、锁存器、数字处理模块、输出缓冲器等电路组成，图 4-37a 为内部结构框图。图上的折弯点校正，它的功能是开关功率管在导通期间，从 IC 的 3 脚流出的电流被 CS4 里的电流分流 0.5mA 后流到 IC 的 2 脚，从而增加 C_9 的充电电压的斜率，使开关管 MOSFET 的导通时间缩短，提高开关速度。供电电压的检测由反馈绕组、VD_3、VD_4、R_4 提供。门限电平的 5V 和 4.4V 的比较器用于电路一次调整，门限电平的 1V 和 50mV 的比较器用于过零比较和抑制时间比较。加法计数器、比较器和两个时间定时器组成数字处理模块。软启动触发器和通断开关器，是处理电路在待机和瞬态电压冲击时应急处理电路。片内 V_{cc} 的 20V 和 9V 比较器对输入电压进行比较，然后执行过电压或欠电压锁定保护。脉冲锁定触发器的输出连接到开通时间触发器，它执行电路锁定后待机，等到下个触发脉冲启动 IC，经过 7 脚内的输出缓冲器输出触发脉冲，电路开始工作。

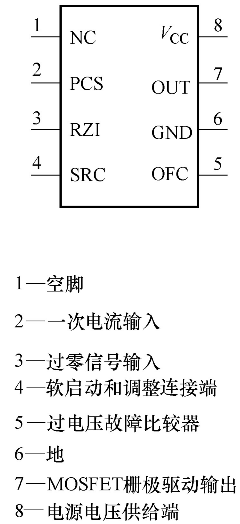
R_1 为片内上拉电阻，下部连接 4 脚，上部接入 5V 参考电压，开关由触发器的 Q 端输出控制，触发器的过零信号所产生抑制时间，再控制第二个触发器，当 IC 的 4 脚电平超过 4.4V 时，第一个触发器又接到另一个过零信号，循环不停。数字处理器的工作原理是由四位加减计数器、过零信号计数器、50μs 和 50ms 定时器组成。如果过零信号与加减器的数据相等，比较器就发出一个信号至时间定时器，使 MOSFET 功率管导通一次，加减计数器也随之改变，这种变化决定锁存电压的低端 V_{RL} 和高端 V_{RH} 的变化，若 V_{RL}、V_{RH} 都处于高电平，加减计数器减 1，当 IC 的 4 脚电平 $V_{SRC} < 3.5V$ 时，V_{RL} 锁定低电平，加减计数器加 1，当 $V_{SRC} < 4.4V$ 时，V_{RH} 锁定低电平，加减计数器减 1，计数器的加或减就是电路控制输出功率的调节过程。图 4-37b 是 ICEIQS01 引脚排列图。

4.11.3 ICEIQS01 电路工作原理

图 4-38 是电荷泵电压转换液晶电视电源原理图。共有 6 组输出，V_{o1}（6.5V，2.5A）是供给微处理器用电，V_{o2}（13.5V，4.5A）为音频功放电路供电，V_{o3}（27V，1.2A）为微处理机负载用电，V_{o4}（136V，0.9A）为功率输出和图像显示电路用电。本电路输入低通滤波整流与前面的电路相同，这里不再叙述。只说电荷泵电路，它是实现电压转换和功率因数校正的主要途径。交流电压经 UR 整流、C_3 滤波后，送到升压电感 L_2 和变压器一次绕组 L_p 组成的“电荷泵”电压电路，二极管 VD_2 为防止滤波电容 C_6 的电压回到 C_{y3}、引起转换电压不稳，VD_1 消除负电压超过 VD_2 的电压，当开关 SW_1 拨到上端时，功率因数调整“充电泵”开始工作，SW_1 拨到下端，电路不进行 PFC 的功能，L_2、L_p、VD_1、VD_2 失去



a) ICEIQS01内部结构框图



b) ICEIQS01引脚排列

图 4-37　ICEIQS01 内部结构及引脚排列图

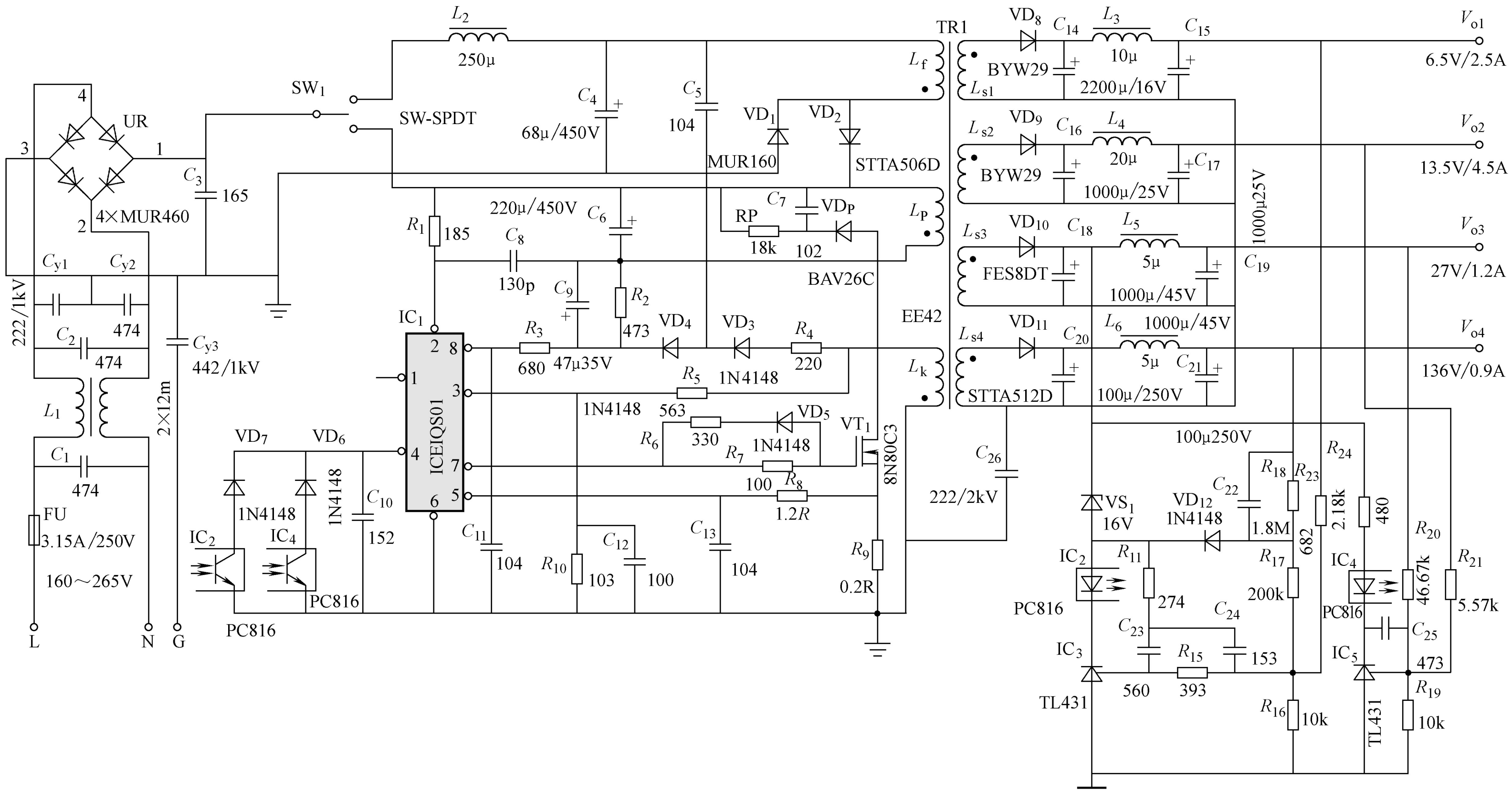


图 4-38 具有电荷电路 ICEIQS01 液晶电视电源

作用。L_f、RP、C_7、VT_1、VD_P 负担起变换电路电能转换功能，RP、C_7、VD_P 是网络吸收电路。芯片内数字处理电路能在电路负载减小时，使开关管的工作频率降低，自动降低输出功率，不产生功率输出抖动。如果输入电压降低，IC_1 的 4 脚电压降低，当 $V_{SRC}<2V$ 时，ICEIQS01 的突发方式启动电路，片内缓冲器 7 脚切换到低电平，IC_1 关闭门限，使输出电压下降。R_5、R_{10}是变压器 L_k 绕组输出电压的分压电阻，若 3 脚的脉冲电压为 4V 时，过零信号输入正常，否则进行过零调整。C_{12}防止变压器绕组 L_k 的瞬态冲击电压出现。IC_2、IC_3 和 IC_4、IC_5 两套精密电压负反馈电路，分别对电路输出电压 $V_{o1}\sim V_{o4}$进行控制。因为 V_{o4}的输出电压太高，仅一套控制系统很难维持输出功率平衡。电阻 R_1 和电容 C_8 可以限制电路的输出功率，起着过电压保护的作用。二极管 VD_6、VD_7 防止四路输出控制紊乱，抑制 PWM 脉冲信号“倒灌”。

4.11.4　ICEIQS01 电路主要元器件参数计算

1. 限流电阻 R_1 的计算与电容 C_8 的计算

流入 $IC_1$2 脚的电流 $I_{p2}\geqslant 100\mu A$，否则欠电压保护，设输入交流电压最低为 160V，则

$$V_{Pmin}=160V\times 1.414=226.2V$$

$R_1=\dfrac{V_{Pmin}}{I_{p2}}=\dfrac{226.2V}{100\times 10^{-6}A}=2.26M\Omega$，取 $2.4M\Omega$。

$$C_8=\frac{V_{Pmin}}{7.1R_1}\times t_{on}$$

$$t_{on}=DT=\frac{D}{f}$$

设电源的工作频率为 50kHz，$D=0.5$，则

$$t_{on}=\frac{0.5}{50\times 10^3 Hz}=10\mu s$$

$C_8=\dfrac{226.2\times 10\times 10^{-6}}{7.1\times 2.4\times 10^6}F=\dfrac{2262}{17.04}\times 10^{-12}F=133pF$，取 130pF。

2. 反馈电阻 $R_{18}+R_{17}$、R_{23}、R_{20}、R_{21}的计算

IC_3 的反馈电流 $I_F=\dfrac{V_{REF}}{R_{16}}=\dfrac{2.5}{10\times 10^3}A=250\mu A$

IC_3 所控制的 V_{o4}、V_{o1}两路输出电流为 $I_{C3}=2.5A+0.9A=3.4A$，反馈系数 K_1、K_4 分别为

$$K_1=\frac{I_{o1}}{I_{C3}}=\frac{2.5}{3.4}=0.735 \quad K_4=\frac{I_{o4}}{I_{C3}}=\frac{0.9}{3.4}=0.265$$

IC_5 所控制的 V_{o2}、V_{o3}两路输出电流为 $I_{C5}=4.5A+1.2A=5.7A$，反馈系数 K_2、K_3 分别为

$$K_2=\frac{I_{o2}}{I_{C5}}=\frac{4.5}{5.7}=0.79 \quad K_3=\frac{I_{o3}}{I_{C5}}=\frac{1.2}{5.7}=0.21$$

各组反馈电流分别为

$$I_{F1}=I_F K_1=250\times 0.735\mu A=183.75\mu A$$

$$I_{F4}=I_F K_4=250\times 0.265\mu A=66.25\mu A$$

$$I_{F2}=I_FK_2=250\times0.79\mu A=197.5\mu A$$

$$I_{F3}=I_FK_3=250\times0.21\mu A=52.5\mu A$$

各反馈电阻 $R_{18}+R_{17}$、R_{23}和 R_{20}、R_{21}的计算

$R_{18}+R_{17}=\frac{V_{o4}-2.5V}{I_{F4}\times10^{-6}}=\frac{136-2.5}{66.25}M\Omega=2M\Omega$，设 R_{17}为 200kΩ，$R_{18}=1.8M\Omega$

$$R_{23}=\frac{V_{o1}-2.5V}{I_{F1}\times10^{-6}}=\frac{6.5-2.5}{183.75\times10^{-6}}\Omega=2.18k\Omega$$

$$R_{21}=\frac{V_{o2}-2.5V}{I_{F2}\times10^{-6}}=\frac{13.5-25}{197.5\times10^{-6}}\Omega=5.57k\Omega$$

$$R_{20}=\frac{V_{o3}-2.5V}{I_{F3}\times10^{-6}}=\frac{27-2.5}{52.5\times10^{-6}}\Omega=46.67k\Omega$$

3. 振荡变压器 TR_1 的设计

最大输入 P_{in}功率，取电源效率 $\eta=0.85$

$$P_{in}=\frac{P_o}{\eta}=\frac{250}{0.85}W=294W$$

最低输入直流电压 $V_{inmin}=\sqrt{2}V_{min}F_o$，$F_o$ 为纹波系数，取 0.9

$$V_{inmin}=\sqrt{2}\times160\times0.9V=203.6V$$

最高输入直流电压 $V_{inmax}=\sqrt{2}V_{max}F$

$$V_{inmax}=\sqrt{2}\times265\times0.9V=337.2V$$

计算变压器一次最大平均电流 I_{pmax}

$$I_{pmax}=\frac{P_{inmax}}{V_{inmin}}=\frac{294}{203.6}A=1.44A$$

计算变压器一次绕组匝数 N_P

根据工作频率和输入功率，按图 5-12，选用磁心 EC55/55/25，按表 5-2 查 $A_e=420mm^2$。由图 5-14 可知磁心在 20kHz 时最佳单向磁摆幅值 $B_{opt}=84mT$，总的磁感应强度增量 $\Delta B=2\times84mT=168mT$。

$$N_P=\frac{V_{inmax}t_{on}}{\Delta B_{ac}A_e}=\frac{337.2\times10}{0.168\times420}=47.79\approx48$$

计算二次绕组匝数 N_{S1}、N_{S2}、N_{S3}、N_{S4}，输出电压 V_1、V_2、V_3、V_4 与变压器二次侧的关系是

$$V_1=\frac{V_{o1}+V_{DF}+V_{L3}}{D}$$

根据此公式分别计算出：

$$V_1=\frac{6.5+0.8+0.2}{0.5}V=15V\quad V_2=29V\quad V_3=56V\quad V_4=274V$$

V_1 与 V_{o1}，V_2 与 V_{o2}，V_3 与 V_{o3}，V_4 与 V_{o4}的关系是一次、二次绕组匝数之比，它们的关系是

$$\frac{V_1}{V_{inmin}}=\frac{N_{S1}}{N_P}\quad 或者\ N_{S1}=\frac{V_1}{V_{inmin}}N_P$$

V_2 与 V_{o2}，V_3 与 V_{o3}，V_4 与 V_{o4}的关系式类似。

$$N_{S1}=\frac{15}{203.6}\times 48=3.54\approx 4$$

$$N_{S2}=\frac{29}{203.6}\times 48=6.8\approx 7$$

$$N_{S3}=\frac{56}{203.6}\times 48=13.2\approx 13$$

$$N_{S4}=\frac{274}{203.6}\times 48=64.6\approx 65$$

计算一次电感 L_P

$$L_P=\frac{V_{inmin}}{\Delta I}t_{on}$$

一次平均电流 $$I_S=\frac{P_{in}}{V_{inmin}}=\frac{294\text{W}}{203.6\text{V}}=1.44\text{A}$$

一次绕组最大电流 $$I_m=\frac{I_S}{D}=\frac{1.44\text{A}}{0.5}=2.88\text{A}$$

电流变化区间 $$I_{P1}=\frac{I_m}{2}=\frac{2.88\text{A}}{2}=1.44\text{A}$$

$$I_{P2}=3I_{P1}=3\times 1.44\text{A}=4.32\text{A}$$

电流变化量 $$\Delta I=I_{P2}-I_{P1}=4.32\text{A}-1.44\text{A}=2.88\text{A}$$

$$L_P=\frac{203.6\text{V}}{2.88\text{A}}\times 10\times 10^{-3}=0.707\text{mH}$$

为了防止变压器磁心出现磁饱和，必须留有磁间隙。磁间隙计算公式如下：

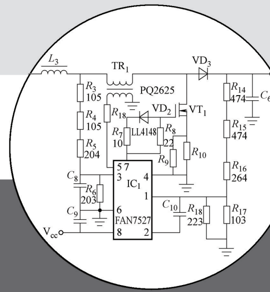
$$\delta=\frac{\mu_c N_p^2 A_e}{L_P}$$

式中，计算系数 $\mu_c=4\pi\times 10^{-7}\text{H/m}$。

$$\delta=\frac{4\pi\times 10^{-7}\times 72^2\times 420}{1.767}\text{mm}=1.55\text{mm}$$

第 5 章

DC/DC转换电路设计



提高 DC/DC 的转换效率、改善热性能、提高可靠性、降低成本，是每个电源工程技术人员所追求的目标。DC/DC 转换在提高电源效率方面已取得很大进展。值得注意的是，高效率降低了热损耗，但也影响了电源的可靠性，而可靠性的高低就是控制模块的温度级别。可见，高可靠性的 DC/DC 转换是设计的技术关键。

DC/DC 转换器分为隔离式与非隔离式两种。隔离式转换器一般设计有光耦合器，带有精密稳压源，用来控制输出电压的波动，以监测输出电压受外部影响的运行状态，光耦检测具有控制速度快、准确和使用元器件少等优点。

5.1　高效率、低成本的 UC3843 直流转换电源

UC3843 是一种非隔离式 DC/DC 转换电源，它结构简单、成本低廉，并有过电流、过电压和短路保护功能，电源效率为 85%，电压调整率和负载调整率均低于 1%。

5.1.1　UC3843 电路工作原理

电路由输入 EMI 滤波及防反接电源电路、辅助供电电路、DC/DC 转换电路、输出整流滤波电路、反馈取样及输出保护电路组成，如图 5-1 所示。

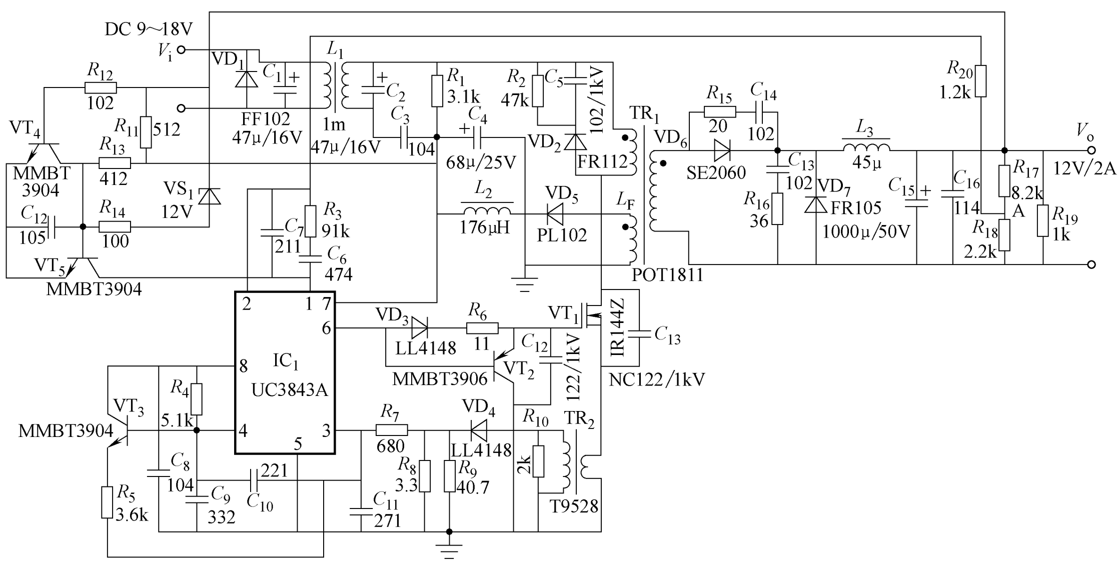


图 5-1　高效率、低成本 UC3843 直流电源原理图

电路输入电压范围为 DC 9 ~ 18V，输出电压和电流为 12V、2A。

1. 输入 EMI 滤波及防反接电源电路

C_1、L_1、C_2 组成 EMI 滤波，以阻止外部空间的辐射干扰和机内所产生的高频信号通过输入导线向外传输的传递干扰，为电源的下级提供较为纯净的直流电流和控制信号。VD_1 是防止外接电源极性接反的一种保护二极管。

2. 辅助电源供电电路

R_1、C_3、C_4、VD_5、L_2、L_F 是 IC_1 的供电电路。V_i 通电后，供电电压先经 L_1、C_1、C_2 组成的 π 形 EMI 滤波电路滤波后，再经电阻 R_1 限流向 C_4 充电，当 C_4 的充电电压达到 9V 时，IC_1 便启动工作开始，IC_1 的振荡器起振，使变压器的 L_F 绕组产生感应交流电压，电压经 VD_5 整流、L_2、C_4 滤波，向 IC_1 的 7 脚提供工作电压，工作电压的高低由变压器 L_F 的电感量和 IC_1 的性能决定的。

3. DC/DC 转换电路

DC/DC 转换电路由 TR_1、VT_1、IC_1、TR_2 组成。为了提高转换效率，在低电压输入时，把调制占空比设计大一些，电路控制器在大占空比、电流型工作方式下，容易产生振荡，触发脉冲加宽，不容易使调制信号脉冲丢失。VT_3、R_5、C_{10} 是电流型斜坡补偿电路，以补偿在低电压输入时电流波的斜率，使触发脉冲有足够的驱动力应力。VT_2、VD_3、R_6 是快速开关元器件。当开关管 VT_1 截止时，将 VT_1 的 D-S 结的所存储的电荷通过 VT_2 的发射极—集电极线路旁路到地。实践证明，加入快速开关电路后，使转换的效率大为提高，降低了电流在检测电阻 R_8、R_9 上的损耗。检测电流由电流互感器 TR_2 完成的，电流互感器要保护极性的正确性，否则将失去作用。R_8、R_9、R_{10} 的阻值是起过电流保护作用。使用 TR_2 的原因是 IC_1 的 3 脚的接收电流远低于开关管 VT_1 的源极电流。

4. 输出整流滤波电路

VD_7、L_3、C_{15}、C_{16} 等组成输出整流滤波电路，VD_7 为续流二极管，为变压器二次绕组反向电流提供通路。VD_6 是反向恢复时间极短的肖特基二极管。R_{15}、C_{14} 与 C_{13}、R_{16} 是整流二极管与续流二极管的高频振荡衰减网络，使输出的电流纹波降低。L_3、C_{15}、C_{16} 是滤波电路，L_3 有比较高的电感量，是为了保证输出电流工作在连续性状态下避免产生抖动。R_{17}、R_{18} 构成输出电压分压采样电阻，R_{18} 的大小决定采样信号的高低。采样信号经电阻 R_{20} 限流直接送到 IC_1 的 2 脚。如果电路由于输入电压的变化，使输出电压发生变化，则在 R_{18} 上的采样电压也随着改变，反馈到 IC_1 的电压同步改变。IC_1 调整占空比，使 6 脚输出的脉宽也改变，保持输出电压稳定不变。

5. 输出过电压保护电路

VS_1、VT_4、VT_5、R_{12}、R_{14}、C_{12} 组成输出过电压保护电路。当输出电压上升到 VS_1 的稳压值时，VS_1 导通，VT_4 的基极电压上升并使它深度导通，这时 VT_5 的基极电压下降，使 VT_5 截止，IC_1 的 1 脚电压上升，当 1 脚电压高于 1.5V 时，UC3843 的输出脉冲关闭，起到输出过电压保护的目的。相反，当输入电压低于 7.7V 时，使输入到 IC_1 的 7 脚电压因过低，而使振荡无法起振，电路不工作，处于“休眠”状态。若电路设计为隔离式，去掉分压电阻 R_{17}、R_{18}，加进光耦合器和精密稳压源等元件，则可使电源的稳定性得到提高。

5.1.2 UC3843 的引脚功能

UC3843 是高性能固定工作频率电流模式控制器，是离线 DC/DC 变换器，设计人员只需很少的外部元器件就能获得成本低、效益高的电源产品。集成电路具有微调振荡频率、能进行精确的占空比控制、温度补偿等功能。高增益误差放大器和电流取样比较器是功率驱动 MOSFET 的理想器件。

1 脚：补偿。该脚为误差放大器输出端，并可用于环路补偿，使 PWM 转换得到适时控制。

2 脚：电压反馈。该脚是误差放大器的反相输入端，通常通过一个电阻分压器连至电源的正电压。

3 脚：电流取样。一个正比于电感器电流的电压接到此脚，脉宽调制器使用此信号控制开关管的导通或截止。

4 脚：R_T/C_T。通过电阻 R_T 接到 V_{REF}以及电容 C_T 连接到地，使振荡器的频率和最大输出占空比可调。工作频率可达 500kHz。

5 脚：地。它是控制电路和电源的公共地。

6 脚：输出。直接输出驱动功率开关管的栅极，其输出驱动电流高达 1A，电流经此脚拉出和灌入。

7 脚：V_{cc}。该脚是 UC3843 的正电源。

8 脚：V_{REF}。参考脚输出，通过 R_T 向电容 C_T 提供充电电流。

5.1.3 UC3843 电路主要元器件参数计算

1. 脉宽调制工作频率的计算

UC3843 的最高工作频可达到 500kHz，最低为 100kHz。

$$f_{work}=1.93/(R_4C_9)=1.93/(5.1\times10^3\times3300\times10^{-12})\text{Hz}=115\text{kHz}$$

2. 启动电阻 R_1 的计算

R_1 是电路启动时的限流电阻，同时也肩负着低电压输入时的低电压保护。UC3843A 的最低启动电流为 2.5～3.0mA，取 2.8mA，最低输入电压 $V_{i(min)}=8.5\text{V}$。

$R_1=V_{i(min)}/I_{start}=8.5/(2.8\times10^{-3})\Omega=3.04\times10^3\Omega\approx3\text{k}\Omega$，选取 3.1kΩ 的金属膜电阻。

3. 二次整流输出滤波电感 L_3 的计算

电路的输入电压较低而输出电流较高，一定要有较高的滤波电感才可保证输出电流的连续性。

$$L_3=2\pi(V_S-V_D-V_L)I_o/t_{on}$$

计算变压器二次绕组电压 $V_S=(V_o+V_D+V_L)/0.707=(12+0.4+2.4)/0.707\text{V}=20.934\text{V}$

计算二极管的导通与关断的电压比 $D_{on}=V_o/(V_S+V_D+V_L)=12/(20.934+0.4+2.4)=0.506$

整流二极管的导时间 $t_{on}=D_{on}/f=0.506/100\times10^3\text{s}=5.06\mu\text{s}$

$$L_3=2\times3.14\times(20.934-0.4-2.4)\times2/5.06\mu\text{H}=45\mu\text{H}$$

4. 计算输出滤波电容 C_{15} 的容量

$$C_{15}=2\pi\times10^3\sqrt{I_oV_{rip}}/t_{on}$$

式中，V_{rip}为二次整流滤波的纹波电压，因电路有二次高频衰减，使得纹波电压有所下降，取 $V_{rip}=2.5\%V_o$，则有 $V_{rip}=2.5\%\times12V=0.3V$。

$C_{15}=2\times3.14\times10^3\times\sqrt{2\times0.3}/5.06\mu F=961\mu F$，取 1000μF，所以选用 1000μF/50V 铝电解电容。

5. 计算采样限流电阻 R_{20} 的阻值

UC3843A 的 2 脚是反馈电压反相输入端，由输出电压采样调节片内的占空比，调节输出电压，使其输出电压稳定，由 UC3843A 的技术资料查得，IC_1 的 2 脚工作电流为 2.0 ~ 2.2mA 现取 2.15mA。

计算 R_{18}上的 A 点电压：$U_A=U_oR_{18}/(R_{17}+R_{18})=12\times2.2/(2.2+8.2)V=2.538V$

$$R_{20}=U_A/I_{work}=2.538/(2.15\times10^{-3})\Omega=1.18\times10^3\Omega\approx1.2k\Omega$$

5.1.4　高频变压器设计

在 DC/DC 变换器中，高频功率变压器的设计是电源变换器设计中非常重要的环节，其设计的好坏直接影响到电源的可靠性、效率、质量等技术指标。在 DC/DC 变换器中具有电压变换、电能传输、电气隔离三项功能，设计要综合考虑功率损耗、漏电感、寄生电容和功率密度等指标。

变压器的主要技术指标参数：输入电压 $V_i=9\sim18V$；输出电压 $V_o=12V$；输出功率 $P_o=24W$；开关频率 $f_o=150kHz$；最大占空比 $D_{max}=0.45$；转换效率 $\eta=0.85$；输入功率 $P_i=P_o/\eta=24/0.85W=28.24W$。

1. 变压器一次侧平均电流

$$I_{DC}=P_o\Big/\left[\left(\frac{V_{i(max)}+V_{i(min)}}{2}\right)\eta\right]=24\Big/\left(\frac{18+9}{2}\times0.85\right)A=2.09A$$

2. 高频变压器一次绕组匝数的计算

$$N_P=\frac{D_{max}V_{i(min)}\times10^5}{2fA_e\Delta B_{opt}}$$

令 $D_{max}=0.48$，$f=50\times10^3Hz$，$\Delta B_{opt}=0.3T$，选 EE30 型磁心，$A_e=0.78cm^2$，则

$$N_P=\frac{0.48\times18\times10^5}{50\times10^3\times0.78\times0.3\times2}=36.9\approx37$$

$$N_S=N_P/n=37/1.569=23.58\approx24$$

3. 高频变压器损耗的计算

高频变压器的损耗 P_{tot}由铁损耗 P_{Fe}和铜损耗 P_{Cu}两部分组成。铜损耗引起的温升和磁心损耗引起的温升，对相同尺寸的磁心，使用不同的铁氧体材料，其温升值是不同的。其中 N67 材料比其他的磁性材料具有更低的热阻。这里磁心的温升与磁心的总损耗可用下式表示：$\Delta\theta_{Fe}=R_{th}R_{Fe}$。这就是磁心损耗温升 $\Delta\theta_{Fe}$与热阻 R_{th}和磁心阻抗 R_{Fe}成正比，而磁心的热阻与磁心表面积 S、磁心的大小 d、表面热传导系数 α 以及磁心内部热传导系数 λ 的倒数成正比，即 $R_{th}=\frac{1}{S}\left(\frac{1}{\alpha}+\frac{1}{\lambda}+\frac{1}{d}\right)$。

从微观结构来看，高的烧结密度，均匀的晶粒结构，以及晶体内有足够高的钙粒子浓度，这种磁心材料具有高的热导性。磁心总损耗有磁滞损耗 P_h、涡流损耗 P_e 和剩余损耗 P_r。磁滞损耗正比于直流磁滞回线面积，并与频率成线性关系：

$$P_h = f\phi B\alpha H$$

式中，f 为工作频率，ϕ 为磁通，B 为磁感应强度，H 为磁心矫顽力，α 为材料晶粒尺寸。

磁心在烧结工艺上要避免内外应力和夹杂物。涡流损耗公式如下：

$$P_e = K_e f^2 B^2 / \rho$$

式中，K_e 为尺寸常数；ρ 为在工作频率 f 时的电阻率（Ω·cm）。

变压器的铜耗是由导线的直流电阻和导线的趋肤效应与临近效应所引起的损耗。

直流电阻的损耗为

$$P_{Du} = I^2 R_{DC} \rho$$

式中，ρ 为 75℃时电阻率。

交流电阻的损耗为

$$P_{Au} = I^2 R_{AC} \frac{\alpha}{\Delta}$$

式中，α 为导线直径，Δ 为趋肤深度。

$$\Delta = 6.61 \sqrt{\frac{\rho}{u_r \rho_e f}}$$

式中，ρ 为工作温度 32℃时的电阻率；ρ_e 为铜在 20℃的电阻率，为 1.724×10^{-6} Ω·cm；f 为变压器工作频率（Hz）；u_r 为材料相对磁导率。

导线流过高频电流时，只在导线表面流动，而导线的中心并无电流流动，称为趋肤效应。相邻导线流过高频电流时，由于磁电作用使电流偏向一边的特性，称为邻近效应。两种效应使导线有效导电面积减小，电流密度提高，引起铜耗上升、效率下降，设计人员千方百计降低这两种效应。

5.2 具有电流控制模式同步整流的 LT3825 直流变换电源

LT3825 是电流控制模式隔离电源，具有精确调节同步整流反激式 DC/DC 转换直流电源。它还有独特的反馈放大器，在反激时间对变压器反馈绕组进行电压取样来调节输出电压，这样去掉了光耦合器，改善了电源输出动态响应和系统的可靠性；同步整流还改善了多路输出时的相互影响，电源效率提高到 90% 以上，负载调整率提高到 1.5%，还具有欠电压、过电压、过电流和短路各种保护。由于采用隔离式传输反馈控制，市场占用率大有提高。

5.2.1 LT3825 的功能特点

LT3825 控制芯片具有大功率输出、高效率转换、多种保护性能，使同步整流的特点得以实现，电源的结构无需反馈控制方式，也不需光耦合器即可准确调节。它的工作温度范围为 -40 ~ +125℃，采用耐热增强型 16 引线封装。LT3825 的引脚功能如下：

1 脚（SG）：同步栅极驱动输出。提供一个输出信号给二次同步整流开关，为变压器提

供驱动电流。

2 脚（V_{CC}）：为 IC 电源供电。用 47μF 进行滤波，使 IC 得到 19.5V 的工作电压。当 V_{CC}达到 15.3V 时 IC 便启动工作；达到 9.7V 时使 IC 停止工作。

3 脚（t_{on}）：工作周期。由外接电阻隔离反馈控制。

4 脚（ENDLY）：放大器延迟时间。由外接电阻使能时间延迟，反馈放大器有一个固定的时间，当 MOSFET 截止时使延迟时间闭锁，阻止了反馈检测电压由漏电感而产生的尖峰电压。

5 脚（SYNC）：内部振荡器时钟信号。当振荡器处于正脉冲时，16 脚即放电处于低电平（关闭），而 1 脚处于高电平（导通）。同步动作电压典型值为 1.6V。

6 脚（SFST）：软启动功能。外接一电容，由检测电阻测到的每次峰值电流的斜坡，用来控制转换器在启动时所产生的尖峰电流，IC 的 9 脚电压不能超过 6 脚电压。9 脚的斜坡时间为 70ms/μF。

7 脚（OSC）：频率振荡引脚，其振荡频率由该脚所接的电容决定。

8 脚（FB）：误差放大器反馈输入端。利用变压器反馈绕组所检测到的信号灌入 14 脚的电流，对负载反馈电流进行补偿。该脚对地的阻抗为 3.3kΩ。

9 脚（V_c）：该脚对开关控制环路频率补偿。它使输出反馈放大器电压和输入电流一同进入片内的比较器进行调制。开关频率补偿元件放在该脚与地之间，该脚的电压与一次峰值电流成比例。同步开关导通信号由该脚输出。

10 脚（UVLO）：欠电压锁定点。输入电压由电阻分压确认欠电压保护工作点。当低于 UVLO 引脚极限电压时，栅极驱动器无输出，实施欠电压保护。

11 脚、12 脚（SENSE－，SENSE＋）：通过外部检测电阻，来检测开关管电流。电流检测构成开尔文连接方式，用来降低噪声干扰。该脚最大电流转换电压为 98mV。

13 脚（C_{cmp}）：外接滤波电容负载补偿功能。有了负载补偿可降低反馈检测电路的寄生阻抗。

14 脚（R_{cmp}）：该脚用于外接负载补偿电阻。750kΩ 可满足检测电路上对寄生阻抗的补偿。

15 脚（PGDLY）：该脚外接电阻设置栅极导通和栅极截止期间的延迟时间，防止磁心出现“趋向饱和”。

16 脚（PG）：MOSFET 开关管栅极驱动输出端。动态电流通过同步驱动高频变压器一次绕组。

5.2.2 LT3825 电路工作原理

电路由输入滤波电路、一次反馈控制电路、直流转换电路、同步信号驱动电路、输出滤波电路等电路组成，如图 5-2 所示。

由 C_1、C_2、L_1 组成 π 形滤波电路，以滤除 V_i 输入的抖动直流电压；一次反馈控制电路由 N_F、R_6、R_7 及 IC_1 组成，变压器绕组 N_F 检测出电路输出电压的大小，由 R_6、R_7 分压，取出反馈信号，由 IC_1 片内进行比较调制经 16 脚输出调制脉冲，去触发 VT_1 的栅极，平衡输出电压，达到稳定的目的；直流转换电路包括 C_3、R_4、VD_1 所成的峰值电压钳位吸收回路、变压器一次绕组 N_P、开关 MOS 管电压传输回路、VD_3、R_9、VT_1 快速开关转换回路，三种回路把输入的直流电压转换为一种高频率、占空比可变的电压。其核心使输出电压稳定；由 VT_2、VT_3、VT_4、R_{19}、VD_4 组成同步整流电路，VT_2 代替整流二极管，VT_2 在启动

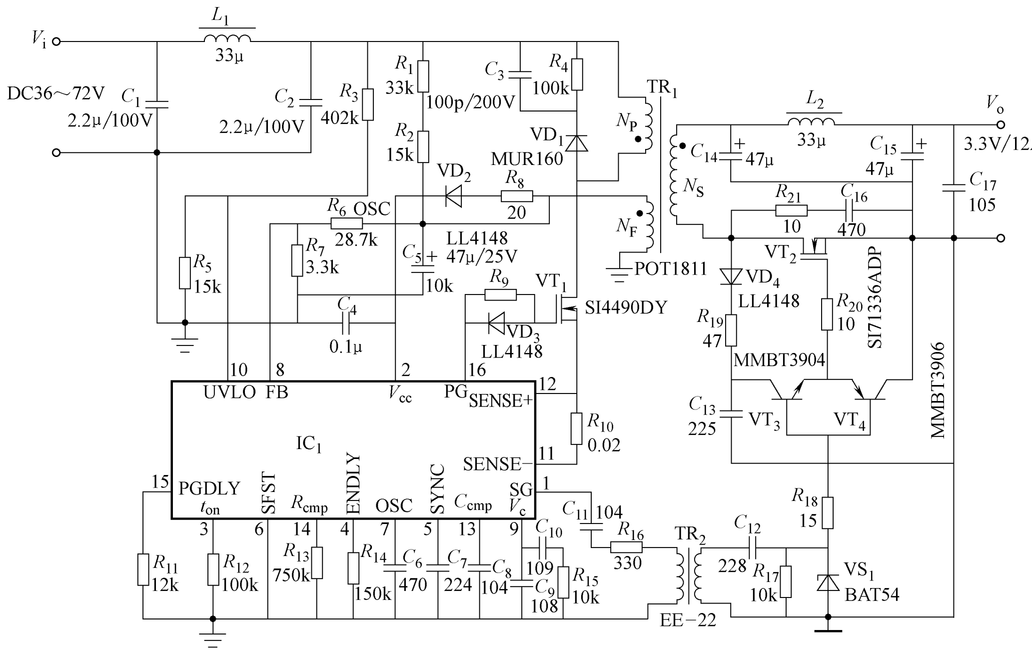


图 5-2 电流模式高精控制 LT3825 直流电源原理图

时导通，在栅-源极施加门限电压，形成极大的栅-源电流供给负载；当反相电压加入 VT_2 的源-栅极之后，VT_2 的沟道电阻在反向磁场作用下变为数百千欧的阻抗使 VT_2 截止而无电流，这时输出电流与输入电压同相。同相就是同步，它可使整流输出的电流达数十安培；由 L_2、C_{14}、C_{15}、R_{20}、C_{16}组成输出滤波电路，R_{20}、C_{16}为高频衰减旁路回路，使输出的纹波电压在高频段最低，C_{14}、C_{15}、L_2 为输出低频段 π 形滤波回路，整个输出纹波大为降低。调制脉冲同步信号从 IC_1 的 1 脚输出，给隔离变压器 TR_2 提供较大的动态电流。同步脉冲信号经 R_{18}、VT_3、VT_4 所组成的图腾柱快速开关去驱动 VT_2 的栅极，将高频电压整流为直流电压，再由 TR_1 的二次绕组、C_{14}、L_2、C_{15}滤波输出。

5.2.3 LT3825 电路工作参数计算

1. 控制振荡频率计算

控制振荡频率由 IC_1 的 7 脚外接电容 C_6 决定，频率是 $100\text{kHz}\times 100/C_{osc}$，即

$$f_{osc}=100\times 10^3\times 10^2/C_6\text{Hz}=100\times 10^3\times 10^2/47\text{Hz}=212.8\text{kHz}$$

2. 流经 VT_1 源极最大检测电流 $I_{SD(max)}$ 的计算

开关管 VT_1 的检测电流可对电流实施过电流保护。

$$I_{SD(max)}=V_{S(max)}/R_{10}$$

根据 LT3825 的引脚介绍，SENSE 脚的最大电流转换电压是 98mV，于是有 $I_{SD(max)}=98\times 10^{-3}/0.02\text{A}=4.9\text{A}$。

3. 输出电压 V_o 的计算

反馈电压是在变压器没有驱动期间，决定变压器的二次电压，放大器的反馈脉冲电压（V_{FBK}）是由变压器反馈绕组提供的，V_{FBK}由下式计算：

$$V_{FBK}=[V_o+I_{SEC}(ESR+R_{DS(on)})]/N_{SF}$$

式中，I_{SEC}是变压器二次电流；$R_{DS(ON)}$是 MOS 管的导通阻抗，一般为 0.08Ω；ESR 是二次电容、绕组及引线阻抗，约为 1.46Ω；N_{SF}是二次绕组匝数与反馈绕组匝数的比，为 0.75。

$$V_{FBK}=(R_6+R_7)V_{FB}/R_7$$

反馈电压 V_{FB}由外部分压电阻决定的，由上两式可得输出电压：

$$V_o=\frac{R_6+R_7}{R_7}\cdot V_{FB}N_{SF}-I_{SEC}(ESR+R_{DS(on)})$$

计算变压器反馈线电压 V_F：

$$V_F=(V_{cc}+V_{D2}+V_{R8})/0.707=(19.5+0.6+20\times20\times10^{-3})/0.707V=29V$$

$$V_{FB}=V_FR_7/(R_7+R_6)=(29\times3.3)/(28.7+3.3)V=2.99V$$

I_{SEC}近似等于输出电流，为 12A，则

$$V_o=\frac{28.7+3.3}{3.3}\times2.99\times0.75-12\times(1.46+0.08)=3.265V\approx3.3V$$

5.2.4 高频变压器设计

一次绕组电感量的计算。变压器一次绕组电感按下式计算：

$$L_P=\frac{(V_{i(max)}D_{min})^2V_{ff}}{f_{osc}I_{rip}P_o}$$

式中，f_{osc}是控制振荡频率，$f_{osc}=212.8kHz$；$V_{i(max)}$为输入最高电压，$V_{i(max)}=72V$；D_{min}为最低占空比；I_{rip}为输入最高电压时输出的纹波电流，12A×3% =0.36A；V_{ff}为绕组存储电压。

$$n=\frac{V_o}{V_{i(min)}\eta}=3.3/(36\times0.85)=0.108$$

$$D_{min}=1\Bigg/\left(\sqrt{\frac{V_{i(max)}n}{V_o}}+1\right)=1\Bigg/\left(\sqrt{\frac{72\times0.108}{3.3}}+1\right)=0.394$$

$$V_{ff}=nV_{i(min)}=0.108\times36V=3.89V$$

$$L_P=(72\times0.394)^2\times3.89/(212.8\times10^3\times0.36\times12\times3.3)H=1.032\times10^{-3}H=1.032mH$$

计算最大占空比

$$D_{max}=1\Bigg/\left(\sqrt{\frac{V_{i(min)}n}{V_o}}+1\right)=1\Bigg/\left(\sqrt{\frac{36\times0.108}{3.3}}+1\right)=0.480$$

计算一次绕组峰值电流 I_{PK}

$$P_i=P_o/\eta=39.6/0.85W=46.6W$$

$$I_{PK}=P_i/(V_{i(min)}D_{min})=46.6/(36\times0.394)A=3.285A$$

计算一次绕组匝数 N_P

$$N_P=V_{i(max)}D_{max}\times10^6/(\Delta Bf_{op}A_e)$$

式中，ΔB 为磁心磁感应强度偏移量，ΔB 在 0.15~0.22T 之间，设 ΔB =0.2T；f_{op}是 PWM 转换调制频率，取$f_{op}=100kHz$。

A_e 根据输出功率和工作频率，参照表 4-2 选用 PQ20/20，$A_e=61mm^2$。

$$N_P=72\times0.48\times10^6/(0.2\times100\times10^3\times61)=28.33\approx28$$

计算变压器二次绕组及反馈绕组匝数

$$N_S = N_P n = 28 \times 0.108 = 3.024 \approx 3$$

N_{SF}为二次绕组和反馈绕组的匝比，设 $N_{SF} = N_S/N_F = 0.75$，则

$$N_F = N_S/N_{SF} = 3/0.75 = 4$$

高效能的直流转换所使用的铁氧体磁心的磁损小，而铁损来自感应系数的影响，增加自感应系数使铁损降低，增加自感应系数只能靠增加绕组匝数，这样铜损也增加了。因此，变压器的设计要注意铁损和铜损的平衡。

5.3 可编程输入推挽式 MAX5069A 直流变换电源

MAX5069A 可构成隔离式推挽型 DC/DC 转换电路。输入电压为 36 ~ 72V（DC）。电路可工作在 500kHz，提供逐周期限流保护，在长时间过载条件下，通过积分故障保护，为了低电压输入时提供保护，MAX5069A 本体有可编程输入欠电压锁定。

电路设计输入电压为 ±36 ~ ±72V（DC），输出电压、电流为 12V/10A，负载调整率为 ±1%，效率$\eta = 92\%$，具有各种保护功能。

本电路由输入滤波电路、脉宽调制转换电路、推挽式驱动电路、二次整流滤波电路、反馈取样控制电路、输出稳压保护电路组成。MAX5069A 是双输出驱动电流型脉宽调制转换电源，工作于隔离式推换型模式，有一个自举欠电压锁定可调参考阈值，它的启动电流和工作电流很低，它能对各种输入电压的范围进行控制，并实施过电压、欠电压保护。最低欠电压锁定阈值电流为 30μA。

5.3.1 MAX5069A 电路功能

MAX5069A 电源电路包含有逐个周期电流限制电路，所谓逐个周期电流限制，就是一步步阶梯式地对越限电流进行阻隔，在关闭栅极驱动时，阻止外部负载短路时出现的超级大电流。

MAX5069A 有一个振荡频率可调的发生器，对于重载、轻载的发生，不只是调节占空比，更可靠的是调节工作频率，简化了磁性元件磁化依赖电感线圈的惯例，非常适用于低电压输入运行。

MAX5069A 工作在高频率、全电压输入、变换脱线、电流控制条件下，它集成了 AC/DC 及 DC/DC 两种转换模式，电路集前沿消隐、斜坡补偿、自举欠电压锁定、死区时间控制及软启动多功能于一体。这样它具有较大的活动窗口、最低的启动电压（29.45V），数字式软启动降低了输出电压过冲。电路外接一电阻，可设定频率，使两只 MOS 管的工作频率为 25kHz ~ 1.25MHz。图 5-3 的 SYNC 脚可用于外接时钟信号；调节死区时间有利于磁心的磁化，增大设计的柔性，利于体积小型化。

5.3.2 MAX5069A 的引脚功能（见图 5-3）

1 脚（RT）：振荡器引脚。外接一电阻，设置振荡频率。

2 脚（SYNC）：时钟端。

3 脚（SCOMP）：电路斜坡补偿。外接一电容对振荡波形进行修正，使上升沿陡峭。

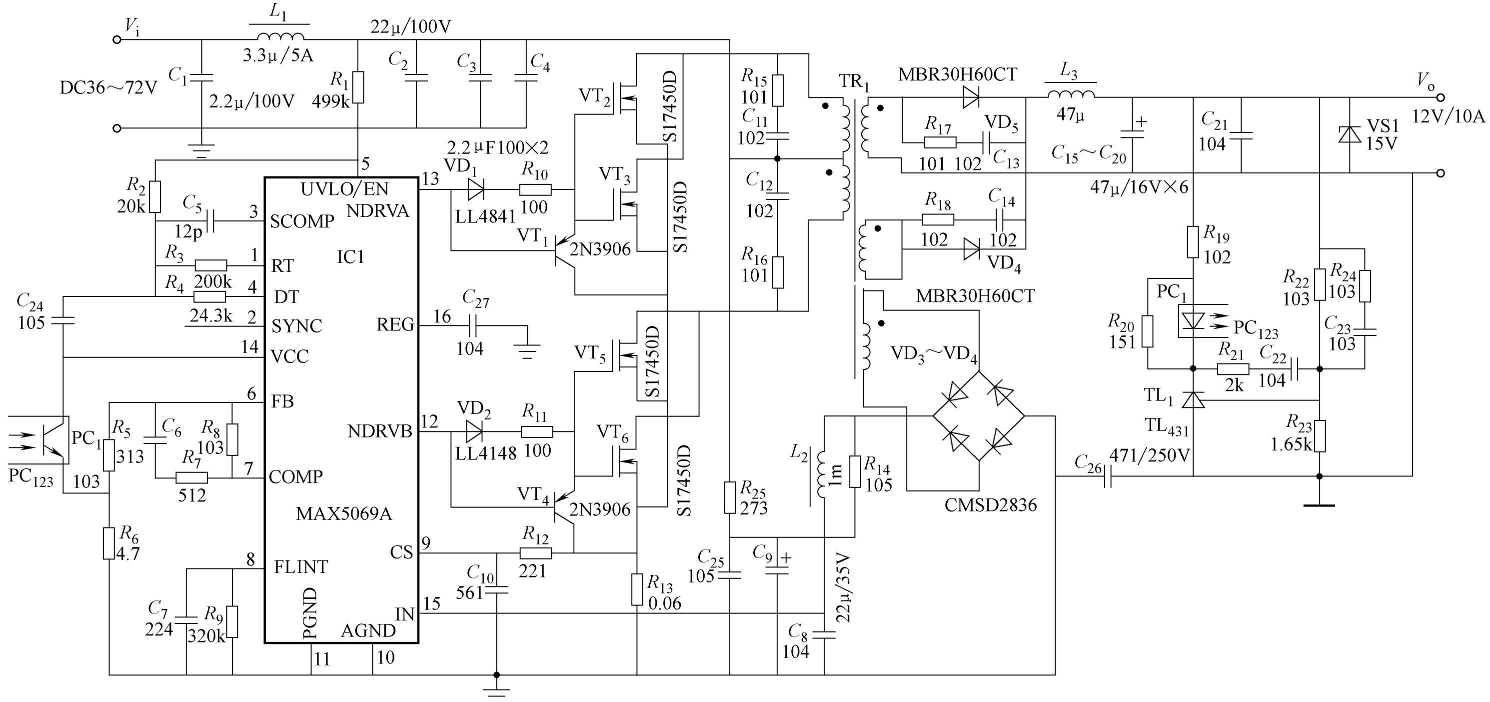


图 5-3　可编程输入推挽式 MAX5069A 原理图

4 脚（DT）：死区时间。外接一电阻设置死区时间。电阻小，死区时间大。若将该脚接到 16 脚时则占空比为最大。

5 脚（UVLO/EN）：启动电压调节。外接电阻分压，以设置欠电压锁定的电压值，用以欠电压保护。

6 脚（FB）：误差放大器反相输入。以检测输出电压并进行控制，使输出电压平稳。

7 脚（COMP）：误差放大器输出。

8 脚（FLINT）：故障信号输入。外接一电容，当有过电流故障时，片内用 60μA 的电流，而当 8 脚达到 2.8V 时为开通状态。此脚又接一电阻，当 8 脚电压降至 1.5V 时，进入关闭状态。与电容并联，用于电容放电。

9 脚（CS）：电流检测。外接一电阻对 4 只 MOS 管的源极电流进行检测，具有过电流保护作用。

10、11 脚（AGND、PGND）：分别为模拟地、功率地。

12、13 脚（NDRVB、NDRVA）：栅极驱动 B 组、A 组，分别驱动 N 沟道 MOS 管。

14 脚（VCC）：9V 稳压输出，芯片的动力电源。用电容 C_{24} 与之耦合隔直。

15 脚（IN）：电源输入端，为芯片内部电路供电，用 C_9 滤波，C_8 去耦旁路。

16 脚（REG）：5V 基准稳压源。用 C_{27} 作高频旁路。

5.3.3 MAX5069A 功能详述

MAX5069A 具有逐周期限流功能，是利用两级驱动 MOS 管的输出电流来实现过电流保护的；当反馈绕组 N_F 的电压下降到 9.74V 以下时，实施欠电压锁定，关断电路的 MOS 管，达到欠电压保护的目的，然后回到软启动状态；MAX5069A 片内集成有过热保护功能，当片内驱动 MOS 管的结温超过 165℃时，片内半导体因受热停止振荡、关断触发脉冲输出。

1. 欠压锁定的概述

当输入电压低于 18V 之后，PWM 调制器即进入使能控制，输入电压的欠电压锁定也进入使能控制，当 MAX5069A 的 UVLO/EN 脚降到 18V 以下时立即关断脉冲输出，这是欠电压锁定的过程。

2. 电流控制的工作原理

MAX5069A 采用其内部双通道消隐检测的电流信号进行电流控制，为防止电流信号进入 PWM 比较器，限流比较器全程监控 CS 脚的检测电流，并执行逐周期限流。CS 的检测电流含有前沿尖峰电流。尖峰电流会导致 MOS 管的栅极充电，这样会影响 MOS 管内的二极管反向恢复时间，使输出电信号受到干扰，这时只有采取使尖峰消隐电流低于限流比较器的阈值电流，才能避免输出信号受干扰，为此提供逐周期限流。

MAX5069A 用于推挽电路时，要尽量采用大占空比设计，因为大占空比可以减少通过 MOS 管的方均根电流，这里采用电阻（R_{14}）、电感（L_2）并联滤波方法补救方均根电流的下降。

3. 自举提升欠电压锁定的应用

MAX5069A 还可以提供由外部元器件组成的可调欠电压锁定的功能，芯片内部也设计了自举式欠电压锁定高压输入电源，输入电压超过自举欠电压阈值 29.45V 时，电路启动。电源启动后，欠电压锁定电路将控制 PWM 比较器、限流比较器、振荡器及输出驱动等回路全

部关断，当输入电压达到32.5V时，欠电压锁定回路打开PWM和限流比较器两个回路，振荡器启动开始工作，如果输入电压降到15V以下时，全电路处在“睡眠”等待状态，整机消耗处于零。

4. MAX5069A欠电压锁定的调节

MAX5069A片内设计有一个输入电压为2.8V的阈值。任何工作命令到来之前，IC_1 的5脚电压必须超过2.8V，只有这样，欠电压锁定回路才能对PWM比较器、电流限制比较器、振荡器及输出驱动等回路实施关断。输出驱动电压 V_{on} 的计算如下：

$$V_{on}=\frac{R_1}{R_2}\cdot V_{ULR}$$

式中，V_{ULR} 为5脚的上升阈值，为2.8V。

$$V_{on}=\frac{499k\Omega}{22k\Omega}\times 2.8V=63.5V$$

IC_1 启动后，UVLO/EN脚电压下降。

5. MAX5069A窗口电压的调节

电路在启动期间调节欠电压锁定，结合 IC_1 的5脚电压，允许设计一个关断电压 V_{off}，有利于进行控制。当启动程序开始后，5脚电压在阈值2.8V以下，一旦跨过欠电压锁定的阈值2.8V，VT_1 截止，这时电路的启动电压用下式计算：

$$V_{start}=\frac{R_{HYST}V_{ULR}}{R_1}$$

式中，R_{HYST} 是 IC_1 在启动时的阻抗，取180kΩ；V_{ULR} 是 IC_1 的5脚上升阈值，为2.8V。

$$V_{start}=\frac{180\times 2.8}{499}V=1.01V$$

MAX5069A关断时，IC_1 的5脚电压下降到2.8V的低端阈值，这时的关断电压 V_{off} 由下式算出：

$$V_{off}=(R_1-R_{HYST})I_{UVLO}$$

式中，I_{UVLO} 为最低欠电压锁定阈值电流，为30A。

$$V_{off}=(499-180)\times 10^3\times 30\times 10^{-6}V=9.57V$$

6. MAX5069A电路启动时间的设计

一般脱线式电源的启动时间低于500ms。在初始启动时，用多个周期时间给电容 C_9 充电，C_9 的大小决定启动期间的周期数，C_9 越大，启动时间越长；如果输入电压降到20V以下，IC_1 的12脚、13脚失去了足够开启MOS管的驱动电压，控制回路返回到欠电压锁定状态，电源不会启动，所以 C_9、C_{25} 对电路启动是非常重要的。C_9 充电到24V，内部存储有足够的电流在2047个振荡周期内启动，旁路电容 C_{25} 也必须充电到9.5V，这时振荡频率 f_{osc} 为500kHz，则启动时间 t_{start} 以下式计算：

$$t_{start}=2047/f_{osc}=2047/500\times 10^3 s=4.094ms\approx 4.1ms$$

根据图5-3的原理，$C_2\sim C_4$ 三只电容并联为 C_{para}。

$$C_{para}=2\pi(I_{po}+I_G)t_{start}/V_{off}$$

式中，I_{po} 为MAX5096A启动后供电电流，$I_{po}=V_{chr}/R_{start}$，R_{start} 为电路内启动瞬间电阻，设为500Ω，$I_{po}=9.5/500A=0.019A=19mA$；$I_G$ 为启动电流，$I_G=I_{po}\times 17\%=19mA\times 17\%=$

3.3mA；t_{start}为启动时间，$t_{start}=4.1$ms。

$C_{para}=2\times3.14\times(19+3.3)\times10^{-3}\times4.1\times10^{-3}/20.27\text{F}=28.33\mu\text{F}$

7. MAX5069A 内部振荡频率的估算

MAX5069A 的 RT 脚设置一只外接电阻，以启动内部的振荡，其开关频率为 50kHz ~ 2.5MHz，图 5-3 的外接电阻 $R_4=200\text{k}\Omega$，$C_5=12\text{pF}$，芯片内电路增益 $G=80\text{dB}$，约 0.133 倍，则$f_o=1/(2\pi C_5R_4G)=1/(2\times3.14\times12\times10^{-12}\times200\times10^3\times0.133)\text{Hz}=498.9\text{kHz}\approx500\text{kHz}$。

8. 死区时间控制

在推挽式驱动电路设计中，要求一个 MOS 管的关断与另一个 MOS 管的开启之间有一段时间的延迟，这样可以确保在第二只 MOS 管开启时，第一只 MOS 管已完全关断，避免了两只驱动 MOS 管共同导通，造成变压器发生短路烧坏电源。关断与开通之间的时间间隔就是死区时间 t_{cs}。

$t_{cs}=60\cdot2\pi/(f_o\cdot R_4)=60\times2\times3.14/(500\times10^3\times24.3\times10^3)\text{s}=31\times10^{-9}\text{s}=31\text{ns}$

9. 故障检测限流保护关断时间电容 C_7 的计算

电流检测由 IC_1 的 9 脚进行，控制回路的瞬态电流，在进行检测时必须适时地启动过电流保护电路，以保证输出电压的稳定和输出电流流经负载时完全处于设计中的技术范围内。在过电流状态下，经电容 C_{10}上的电压超过 FLTINT 脚关断阈值 2.8V 时，电源将关闭输出，电容 C_7 是决定故障电压值的重要元件，再将一高值电阻 R_9 与此电容并联，它可将电容电压的工作点降到阈值（1.6V）以下，一旦低于阈值 1.6V，电路将重新软启动。

$$C_7=I_{FLTI}t_{err}/V_{value}$$

式中，I_{FLTI}为每个周期限流电流，为 65μA；t_{err}为过电流故障限制时间，为 5.0ms；V_{value}为在电容作用下最低阈值电压为 1.6V。

$C_7=65\times10^{-6}\times5\times10^{-3}/1.6\text{F}=203\times10^{-9}\text{F}=0.203\mu\text{F}$，取 0.22μF

10. 阻尼电阻 R_9 的计算

电阻 R_9 是为电容 C_7 调整周期限流所设计的最低阈值电压的泄放电阻，故障时间限制在 5.0ms 以内，未加电阻 R_9 前为 2.8V。它的恢复时间是 10 倍的限流时间，阻尼电阻 R_9 的计算如下：

$$R_9=\frac{t_{RT}}{\dfrac{V_{value}}{V'_{value}}\times C_7}=\frac{10\times5.0\times10^{-3}}{\dfrac{1.6}{2.8}\times0.22\times10^{-6}}\Omega=398\times10^3\Omega\approx320\text{k}\Omega$$

11. 斜坡补偿斜率的计算

MAX5096A 控制芯片内部设计有斜坡补偿发生器，斜坡信号对每个振荡周期的下降沿进行复位并由 IC_1 的 3 脚外接电容 C_5 及 1 脚外接电阻 R_3 来调节振荡波斜率，由下式计算斜率：

$S_R=165\times10^{-6}/(R_3C_5)=165\times10^{-6}/(200\times10^3\times12\times10^{-12})\text{mV/Hz}=68.75\text{mV/Hz}\approx70\text{mV/Hz}$

5.3.4 高频变压器设计

1. 变压器一次绕组电感 L_P 的计算

设 $\eta=0.90$。

$$L_P = (V_{i(max)}D_{min})^2 V_{ff}/(f_{osc}I_{rip}P_o)$$

式中，f_{osc}为振荡器工作频率，$f_{osc}=500\text{kHz}$。

D_{min}为推挽式变换电路占空比。

$$D_{min}=\frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{V_{i(max)}n}{V_o}}}$$

$$D_{min}=1\Big/\left[\sqrt{\frac{72\times0.37}{12}}+1\right]=0.402$$

I_{rip}为输入最大电压时的输出电流的纹波电流，设纹波系数为3%，则纹波电流等于10A×3% =0.3A。

匝比 $n=\dfrac{V_o}{V_{i(min)}\eta}=12/(36\times0.9)=0.37$

V_{ff}为一次绕组每次释能后的剩余电压。

$$V_{ff}=nV_{i(min)}=0.37\times36\text{V}=13.32\text{V}$$

$$L_P=(V_{i(max)}D_{min})^2V_{ff}/(f_{osc}I_{rip}P_o)=(72\times0.402)^2\times13.32/(500\times10^3\times0.3\times120)\text{H}=620\mu\text{H}$$

再次计算最大占空比

$$D_{max}=\frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{V_{i(min)}n}{V_o}}}=\frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{36\times0.37}{12}}}=0.487$$

2. 计算一次绕组峰值电流 I_{PK}

计算电源输入功率

$$P_i=P_o/\eta=V_oI_o/\eta=12\times10/0.9\text{W}=133.33\text{W}$$

$$I_{PK}=P_i/(V_{i(min)}D_{min})=133.33/(36\times0.402)\text{A}=9.213\text{A}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P=L_PI_{PK}/(\Delta BA_e\times10^{-2})$$

根据工作频率和输入功率选用PQ26/25，$A_e=113\text{mm}^2$，磁心的磁感应强度在温度100℃时为360mT，磁感应强度变化范围为55%，$\Delta B=360\text{mT}\times55\%=198\text{mT}$。

$$N_P=0.62\times9.213/(0.198\times113\times10^{-2})=5.7121/(22.374\times10^{-2})=25.53\approx26$$

4. 计算变压器二次绕组匝数及IC供电绕组匝数

$$N_S=(V_S+V_D)(1-D_{min})N_P/(V_{i(min)}D_{min})=(12+0.4)\times(1-0.402)\times26/(36\times0.402)=13$$

MAX5096A的启动电压为20.27V，当输入电压达到32.5V时振荡开始工作，经桥式整流，回到一次绕组的电压为$32.5/\sqrt{2}\text{V}=22.98\text{V}$。

$$\begin{aligned}N_G&=(V_G+2V_D)(1-D_{min})N_P/(V_{i(min)}D_{min})\\&=(22.98+2\times0.6)\times(1-0.402)\times26/(36\times0.402)\\&=25.98\approx26\end{aligned}$$

5. 计算磁心气隙 δ

$$\delta=4\pi\times10^{-7}N_P^2A_e/L_P=4\times3.14\times10^{-7}\times26^2\times113/0.62\text{m}=0.155\text{m}\approx0.2\text{mm}$$

5.4 具有电压控制模式单信号反馈的 NCP1560 直流变换电源

5.4.1 NCP1560 电路特点

NCP1560 采用电压控制单信号反馈、大电流斜坡补偿设计，能有效抑制噪声干扰，使电源的控制系统具有良好的稳定性和很高的转换效率，对于多路输出的电源，可取得较好的电压调整率和负载调整率，具有高性能的 DC/DC 转换适应性和独具一格的技术特色。NCP1560 的内部含有高压启动调整器，输入电压范围达 21.5～150V，这样显著地提高了系统使用规模。NCP1560 还具有两路输出控制，一路控制 PWM 开关，另一路控制同步整流，利用调整输出时间延迟或有源钳位开关电路，使电源的转换控制准确性大为提高。所谓独具一格的技术特色就是过电流保护有两种方式：对电路的输入欠电压、过电压锁定采用快速前馈反馈、软启动等方法来进行电源运行保护；对 PWM 控制是大限量限制调制占空比，使电源输出的电流保持平稳，不因负载出现变化，而使输出电流发生抖动。

NCP1560 的同步整流选用了一个整流 MOS 管，为二次侧的反向电流给出了电路快速关断；同步整流的通路，另一个选用了回流 MOS 管，为二次侧的正向电流提供输出电流到负载的通路，为实现输入的电压和经整流 MOS 管输出的电流在相位上保持同相，达到同步整流的目的。要根据具体输入电压及输出电流自动调整电能转换的速率，来决定同步整流质量的优劣。对于正激式转换电路，回流 MOS 管的控制难度大一些，所以本节选择有源钳位软开关这种方式，可以有效防止回流 MOS 管内的二极管所造成的因回流所带来的功率损耗。技术指标：输入电压为 30～84V（DC）、输出电压为 3.3V、输出电流为 5～30A、效率为 85%、输出功率为 100W、工作频率为 200kHz、纹波电压为 55mV。

5.4.2 控制 IC 的功能特点

1. NCP1560 功能特点

NCP1560 最低工作电压为 21.5V，具有电路欠电压、过电压锁定功能；IC 内置高电压启动调整，双路输出控制；调节延迟时间，可设置最大占空比；外设电阻进行振荡频率设置等。

2. NCP1560 引脚功能特点

1 脚（Vin）：直流供电端。供电电流为 13.8mA，供电电压为 21.5～150V，片内设计有恒流源。

2 脚（UV/OV）：输入电压范围控制。输入电压必须符合该脚的电压范围，在 1.50～3.30V 之间。

3 脚（NC）：不连接。

4 脚（FF）：斜坡斜率设置。外接电阻接在该脚与 1 脚之间，通过电阻改变前馈斜坡幅度，斜坡幅度与输入电压成正比，从而改变带宽。

5 脚（CS）：电流检测输入端。检测电压超过 0.48V 或 0.57V，转换器进入周期跳跃电流限制。

6 脚（Cskip）：软启动功能脚。电容连接在该脚与地之间。发生故障时，软启动功能

结束。

7 脚（RT）：振荡频率设置。电阻连接在该脚与地之间。

8 脚（DCmax）：比较器反向电压输入端。电阻连接在该脚与地之间。由该脚电压与前馈电压进行比较后，对占空比进行限制。

9 脚（SS）：充电释放端。片内 6.2μA 的电流给该脚外部电容充电，又通过该脚与地放电。启动期间的占空比由比较器电压和振荡器斜坡限制，使占空比保持一定的大小。

10 脚（VEA）：误差放大器信号输入。

11 脚（VREF）：精密的 5V 电压输出端。输出电流为 6mA。

12 脚（t_D）：时间延迟设定端。设置 OUT1、OUT2 之间时间延迟。

13、15 脚（OUT2、OUT1）：输出 PWM 控制延迟。用于同步整流拓扑、有源钳位、复位开关。OUT1 用电路主 PWM 控制输出。

14 脚（GND）：控制地。

15 脚（VAUX）：正电压输出端。利用外部电容存储电能。经 1 脚内部电流给该脚提供电能。当 VAUX 脚电压达到 11V 时，电流源关闭；当 VAUX 脚电压降到 7V 时，则恢复导通。

3. MC14152 芯片特点

图 5-4 是 MC14152 的内部功能框图。该芯片具有两路高速放大驱动器。该芯片适用于电流数字信号驱动的电容性负载。内部有两只“图腾柱”输出驱动器，可应用于 DC/DC 转换电路、电动机控制器、泵电压提升/反相电路等，保证 DC/DC 转换有条不紊地进行。

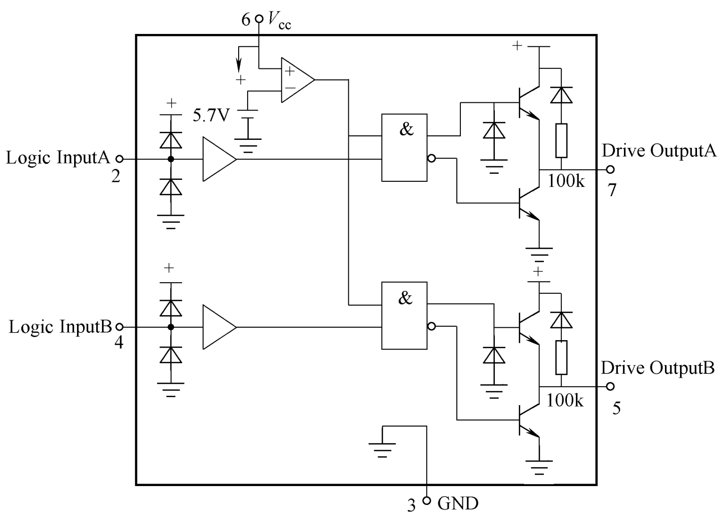


图 5-4　MC14152 内部功能框图

5.4.3　由 NCP1560 所组成的 DC/DC 转换电路工作原理

图 5-5 是 NCP1560 电压控制单信号反馈的原理图。电路主要由输入滤波电路，IC_1、IC_2 供电电路，有源钳位 DC/DC 转换电路，同步整流信号传输电路，同步整流快速开关电路，反馈检测控制电路，欠电压、过电压保护电路所组成。

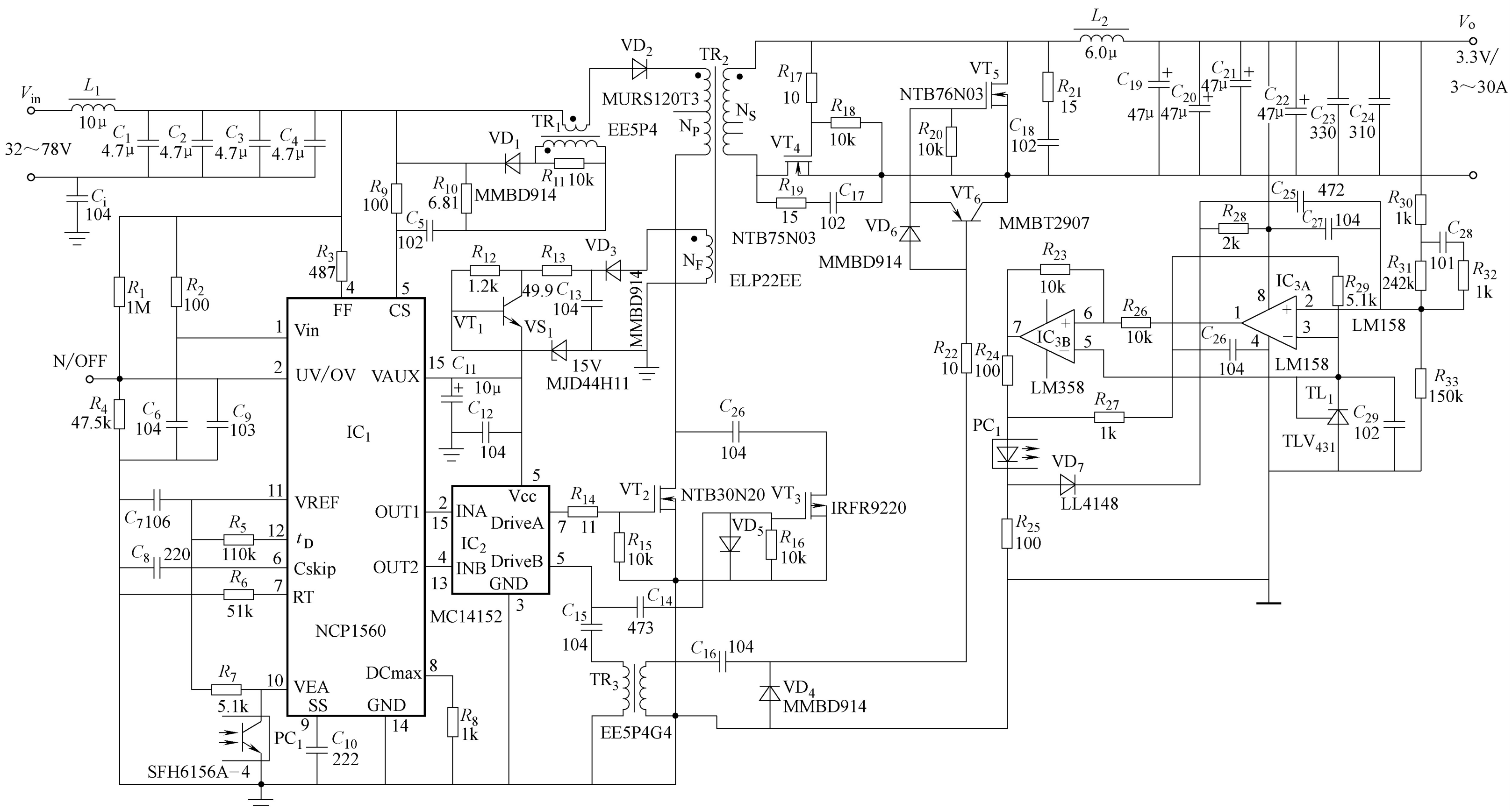


图 5-5　NCP1560 电压控制单信号反馈的原理图

NCP1560 采用电压型控制方式，由两路驱动信号进行 PWM 转换正激式有源拓扑。因输入电压范围大，低端输入的电压较低，电路采取下钳位方式，钳位开关管使用 P 沟道 MOS 管，主功率开关管使用 N 沟道 MOS 管。电路设计为隔离式、固定开关频率、同步整流，其转换效率可达到 85%～90%。

正激式 DC/DC 转换，开关管的导通电流启动时在一次绕组流动，VT_2 因正向偏置导通。当开关管关闭时，变压器受磁场影响使极性反转，这时电流反向流动。当极性变换时，变压器在磁场作用下磁心开始复位，磁心在复位瞬间有一次侧的正向激励电压，有二次侧向一次侧的反向励磁电压，还有开关管在开通时的漏磁电压，多种电压作用的结果，往往使开关管或控制 IC 损坏，所以要进行电压钳位，尽快完成磁心复位。复位的方法很多，如利用反馈绕组复位、有源钳位复位和 RCD 复位等。

5.4.4 高频变压器设计

1. 输入最低、最高电压的确定

2 脚是 NCP1560 的主电压输入的欠电压、过电压限制脚，通过电阻分压，计算出输入电压的最低和最高电压，根据 NCP1560 的结构，片内故障检测的基准电压分别是 1.451V 和 3.54V。计算输入电压：

$$V_{i(min)} = 1.451(R_1 + R_4)/R_4 = 1.451 \times (1000 + 47.5)/47.5\text{V} = 31.998\text{V} \approx 32\text{V}$$

$$V_{i(max)} = 3.54(R_1 + R_4)/R_4 = 3.54 \times (1000 + 47.5)/47.5\text{V} = 78.06\text{V} \approx 78\text{V}$$

2. 变压器一次绕组匝数 N_P 的计算

NCP 1560 电路工作在 200kHz 的频率中，要使变压器磁心的磁损在这种高频下最低，绕组匝数最为关键。变压器一次绕组匝数 N_P 的计算：

$$N_P = \frac{V_{i(max)}}{n\left(\dfrac{V_o + V_D}{D_{max}} + V_{DS(on)}\right)}$$

式中，$V_{DS(on)}$ 为开关 MOSFET 在导通时的电压降，设 $V_{DS(on)} = 10\text{V}$。

$$n = V_o/(V_{i(min)}\eta) = 3.3/(32 \times 0.8) = 0.129$$

$$D_{max} = 1\Big/\left(\sqrt{\frac{V_{i(min)}\,n}{V_o}} + 1\right) = 1\Big/\left(\sqrt{\frac{32 \times 0.129}{3.3}} + 1\right) = 0.472$$

$$N_P = \frac{78}{0.129 \times \left(\dfrac{3.3 + 0.4}{0.472} + 10\right)} = 33.9 \approx 34$$

3. 磁心的选择

变压器的一次绕组匝数与所选磁心的中间截面积 A_e 有关系。算出 A_e 即可选择磁心的型号。

$$A_e = \frac{V_{i(max)}\,t_{on(max)}}{(B_m - B_r)N_P}$$

式中，B_m、B_r 是软磁铁磁心的最大磁感应强度和剩余磁感应强度，分别设为 0.3T 和 0.1T。

$$t_{on} = D_{max}\frac{1}{f} = 0.472 \times \frac{1}{200 \times 10^3}\text{s} = 2.36\mu\text{s}$$

$$A_e=\frac{78\times2.36\times10^{-6}}{(0.3-0.1)\times34}m^2=27\times10^{-6}m^2=27mm^2$$

为安全起见，根据表 5-1 选用 EC25/25/7，磁心 $A_e=55mm^2$，可满足电源要求。

表 5-1 3C8 磁性材料的磁心特性表

磁心型号 \ 技术参数	磁心中心柱面积(最小值) A_{cp}/mm^2	磁心有效面积 A_c/mm^2	磁心和气隙有效体积 $V_c/mm^3\times10^3$	磁路长度 L_c/mm	热阻(最小值) $R_{th}/(℃/W)$	热阻(最大值) $R_{th(z)}$ /(℃/W)	重量 /g
EC20/20/5	23.5	31.2	1.34	42.8	35.4	—	7.2
EC25/25/7	52.0	55.0	3.16	57.5	30.0	—	16
EC30/30/7	46.0	59.7	4.00	66.9	23.4	—	22
EC35/17/10	66.5	84.3	6.53	77.4	17.4	20.0	36
EC41/19/12	100	121	10.8	89.3	15.5	17.0	52
EC42/42/15	172	182	17.6	97.0	10.4	12.2	88
EC42/42/20	227	236	23.1	98.0	10.0	11.5	116
EC42/54/20	227	236	28.8	122	8.3	9.8	130
EC42/66/20	227	236	34.5	146	7.3	8.1	—
EC52/24/14	134	180	18.8	105	10.3	11.9	100
EC55/55/21	341	354	43.7	123	6.7	7.4	216
EC55/55/25	407	420	52.0	123	6.2	6.8	—
EC65/66/27	517	532	78.2	147	5.3	6.1	—
EC70/34/17	201	299	40.1	144	7.1	7.8	252
UU15/22/6	30.0	30.0	1.44	48.0	33.3	—	—
UU20/32/7	52.2	56.0	3.80	68.0	24.2	—	—
UU25/40/13	100	100	8.60	86.0	15.7	—	—
UU30/50/16	157	157	17.4	111	10.2	—	—
UU64/79/20	289	290	61.0	210	5.4	6.2	—

4. 反馈绕组匝数和二次绕组匝数 N_F、N_S 的计算

NCP1560 的供电电压 V_{AUX} 低于 7.0V 时电路关闭，V_{AUX} 达到 11V 时电路启动。正常工作电压为 16V。

$$N_F=V_{AUX}N_P/V_{i(min)}=16\times34/32=17$$

MOS 管的导通电压为 10V，所以二次绕组匝数

$$N_S=(V_{DS(on)}+V_L)N_P/V_{i(min)}=(10+0.4)\times34/32=11.05\approx11$$

5. 辅助供电滤波电容 C_{11} 的计算

15 脚最高电压是 16V，IC 的供电电压是随着直流输入电压的改变而调整的，经 VD_3、C_{13} 整流滤波、VS_1 稳压供给 IC_1、IC_2 电压，当供电电压超过 15V 时，R_{12}、R_{13}、VT_1 将电压钳位到 13.6V。C_{11} 是 15 脚上的瞬态启动自供电模式的启动电容，C_{11} 必须提供一定的电能输出，当 15 脚电压达到 7.0V 时，IC_1 片内的转换程序开始工作。

$$C_{11}=I_{C7}t_C/V_{AUX}$$

式中，I_{C7}为反馈绕组 IC_1 的 15 脚的工作电流，为 15mA；t_C 为反馈电压给 C_{11}的充电时间，每周期 4.7ms；V_{AUX}为 15 脚电压。

$$C_{11}=15\times10^{-3}\times4.7\times10^{-3}/7\text{F}=10.07\times10^{-6}\text{F}\approx10\mu\text{F}$$

6. 磁心复位电压的计算

变压器磁心在高频电场的作用下会出现剩磁，经过几十个转换周期，变压器就会发生磁饱和。NCP1560 电路在变压器设计时用反馈绕组或有源钳位方法使磁心复位，而复位电压的大小对消除或抑制磁饱和极为重要。复位电压 V_{stre}的计算如下：

$$V_{stre1}=(V_{i(min)}N_F/N_P)D_{max}=(32\times13/34)\times0.472=5.775=6.0\text{V}$$

对高端输入电压占空比采用 D_{min}来计算：

$$D_{min}=\frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{V_{i(max)}n}{V_o}}}$$

$$D_{min}=\frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{78\times0.129}{3.3}}}=0.364$$

$$V_{stre2}=V_{i(max)}nD_{min}=78\times0.129\times0.364=3.66\text{V}$$

7. 功率开关管 VT_2、VT_3 的选用

功率开关管的选用主要依据是电源工作的峰值电流、反向工作电压和功耗等参数。NCP1560 的一次峰值电流按下式计算：

$$I_{PK}=I_{PO}/D_{min}$$

式中，I_{PO}为一次绕组工作电流。

$$I_{PO}=P_o/(\eta V_{i(min)})=100/(0.85\times32)\text{A}=3.676\text{A}$$

$$I_{PK}=3.676/0.364\text{A}=10.1\text{A}$$

选用 MOSFET 的电流容量要以 2 倍的 I_{PK}，因 MOSFET 的导通电阻 $R_{DS(on)}$会随着温度而改变，使热损耗加大，NTB30N20 完全能满足电路设计要求，安森美公司的 MC14152 的栅极驱动能力也能兼容。

8. 输出滤波电感 L_2 的计算

电压由 VT_3 整流后经 L_2、C 滤波。图 5-5 所示电路的二次侧滤波电感与输出电压、输出电流及二次侧经整流后的工作频率有关，见下面的计算公式：

$$L_2=\frac{V_o(1/D_{min}-1)}{I_{po}}\cdot t_{on(min)}=\frac{3.3\times(1/0.364-1)}{3.676}\times\frac{0.364}{100\times10^3}\text{H}=5.7\times10^{-6}\text{H}\approx6\mu\text{H}$$

9. 输出滤波电容 $C_{19}\sim C_{22}$的计算

在电路的二次侧经同步整流后加入 LC 滤波器是为降低纹波电压、减少 EMI，使得电路的输入阻抗与输出阻抗得到最佳配备，提高工作效益。

$$C_P=\frac{V_{limit}}{V_{rip}f_{wo}R_{limit}}$$

式中，V_{limit}为输入最大电压转换时的限制电压，$V_{limit}=V_{i(max)}n'=78\times0.149=11.622\text{V}$；$n'=V_{i(min)}D_{min}/V_{i(max)}=32\times0.364/78=0.149$，$V_{rip}$为输出电压的纹波电压，$V_{rip}=V_o\times5\%=3.3\times0.05\text{V}=0.165\text{V}$；$f_{wo}$为经整流后的工作频率，取 120kHz；$R_{limit}$为转换输入限流

电阻，$R_{limit}=V_{limit}/I_{PO}=11.622/3.676\Omega=3.162\Omega$。

$$C_P=11.622/(0.165\times120\times10^3\times3.162)\text{F}=186\times10^{-6}\text{F}\approx188\mu\text{F}$$

平均分给四只电容，每只电容为47μF。

10. 同步整流的概述

同步整流是利用MOS管代替整流二极管，MOS管有自驱动和外部驱动两种方式，不管哪种方式，要注意整流管和回流管同时导通的问题，一旦出现同时导通，将产生大的电流环流，很快引起MOS管的烧毁。因此VT_5采取“地”回路自激驱动，VT_6设计它控制驱动方式，二次绕组N_S的电压决定了MOS管VT_5、VT_4的反向电压，也决定了VT_6的最低栅压。MOS管的最低反向电压为30V，栅极最大驱动电压是20V。为了防止因温度改变而使两只MOS管的$R_{DS(on)}$改变，设计时MOS管的电流容量必须大于2倍的输出电流容量，应采用低$R_{DS(on)}$，降低导通损耗。

11. 转换器工作频率的计算

周期跳跃元件C_8与R_6是决定转换工作频率的重要元件，当电路出现过载或短路时，工作频率跳跃周期电流模式，避免出现电流限流误触发。

$$f_{wo}=1.35/(R_6C_8)=1.35/(51\times10^3\times220\times10^{-12})\text{Hz}=120.32\text{kHz}$$

5.5 采用同步整流桥式变换的UC3525B直流变换电源

在应用中，需要输出大电流低电压的地方很多，桥式变换电路能满足市场的需要。这种变换电路具有一般变换电路没有的优点，主要有：变压器绕制比较简单，一次绕组通过正反电压交变得到正反向磁通，二次侧采用全波整流或采用同步整流，得到输出纹波电流很低的优质电能，而变压器磁心磁损低，磁耦合强度高。这样，它的效率和功率密度得到很大提高。另外功率开关管的最大反向电压都不会超过变压器所提供的一次电压，对于变压器所产生的漏感，不必要设计吸收电路，简化了电路结构。

5.5.1 UC3525B电路特点及其应用

1）采用倍流同步整流。减少输出纹波电流而不增大滤波电容量，是一般全波整流很难达到的。当输出低电压、大电流5V/20A时，传统整流输出电路更是困难，这是因为在大电流通过滤波电感时，漏感增大，电感的储能容量加大，感抗加大，损耗增加，体积增大。而采用同步整流，二次侧只需一个绕组，中间采用抽头方式，损耗相对较小。

2）输入电压范围大，输出电压稳定，电路转换效率高。输入电压为DC24~80V，可扩展到100V，在转换过程中，由于采用了桥式整流方式，电压运行在360°之中，反激能量充分利用，电压导通角在桥路四边，不存在死角，而且每边都是MOSFET，每只管子电压应力小，这样对输入电压范围有了扩展空间。

3）动态响应快，信号瞬态反应灵敏。所谓动态响应是电源受到外界变量影响时，如负载变化、输入电压变化、温湿度变化，电源反映调整控制快，及时地将各种影响变量转化为控制调节常量，对超越设计限量的，做出各种响应，保证电路元器件安全运行，延长电源使用寿命。

4）UC3525B桥式变换电路具有遥控功能。遥控功能的开关电源，不但适用民用，如遥

控家用电视机、洗衣机、空调器、电动汽车等电器电源，还可用于军事、通信、飞机航模电源等，使用面大、产品前景广阔。

5.5.2　UC3525B 电路工作原理

电路由直流输入滤波电路、全桥 DC/DC 转换电路、二次输出倍流同步整流电路、反馈检测控制电路、IC 供电电路、输入欠电压、过电压保护电路，输出过电流、过载保护电路等组成，如图 5-6 所示。

1. 直流输入滤波电路

由 C_1、C_2、L_1 组成 π 形滤波，它的功能是阻止电源内部所产生的低频噪声干扰信号通过输入电路向外界传输，也阻止电源内的电磁干扰信号转入向空中发射。同时，该电路抑制外界各种电磁噪声，通过输入线传导到电路。对于大电流、低电压的开关电源极为重要。

2. DC/DC 全桥转换和倍流同步整流电路

主变换电路采用全桥拓扑，倍流同步整流方式。UC3525B 是转换电路主控制芯片，它的控制方式是脉冲调宽电压方式。二次侧输出，采用同步整流驱动倍流方式。

电路接通电源后，场效应晶体管 VT_1 ~ VT_4 都处在关断状态，四只晶体管的控制占空比均相等，四只管子的基极驱动电流与集电极电流在一定比例流通，这是起始均流状态，是均流技术在 UC3525B 电路上的应用。在稳定条件下，受 L_1 所存储的电能的影响，开始倍流同步整流变换模式，其工作过程如下：

1）t_0 ~ t_1 时间：VT_1 导通，变压器一次电压 V_P 为$\frac{1}{2}V_{in}$，这时 VT_2 关断，它的漏—源电压（V_{DS2}）钳位到输入电压，$V_{DS2}=V_{in}$，变压器二次侧为高电压，同步开关管 VT_5 导通，负载电流等于 L_2、L_3 两只电感电流之和，这时间 L_2 上的电流是增加的，L_3 上的电流是减小的，它们的纹波电流相互抵消。

2）t_1 ~ t_2 时间：VT_1 截止，变压器一次漏感 L_{PD}存在一次电流 I_P 以原来方向流动。此时 VT_1 的漏—源结电容充电，同时 C_2、L_{PD}对 VT_2 的结电容放电，最后 VT_1、VT_2 的漏—源电压等于输入电压一半，这时变压器二次电压为零。

3）t_2 ~ t_3 时间：VT_2 导通，VT_1 处于截止。变压器一次电压 V_P 为$\frac{1}{2}V_{in}$，这时，它的漏—源极电压（V_{DS1}）钳位到输入电压 $V_{DS1}=V_{in}$，变压器二次侧为高电压，同步开关管 VT_6 导通，电感电流 L_3 增大，L_2 减小，负载上的电流是两只电感电流之差，这时负载上的纹波电流是增加的。

4）t_3 ~ t_4 时间：VT_2 截止，VT_1 也截止，这时变压器有电能存储作用，电能分别对 VT_2、VT_1 的漏—源结电容进行充电和放电，变压器一次、二次电压都为零，二次侧的两只同步整流 MOSFET 被触发导通，两只电感电流不断减小，负载输出电流为最小。经过了 t_0 ~ t_4 四个周期后，循环下一个周期。

3. IC 供电与欠电压、过电压、过电流保护电路

电路如应用到汽车电源，DC24V 电源向汽车提供驱动电能，为了保护电源的使用寿命，电能转换器必须具有欠电压、过电压和过电流保护系统，实现这些保护可通过 V_{CC}电压控制和 SG3535A 电流引脚检测来完成。

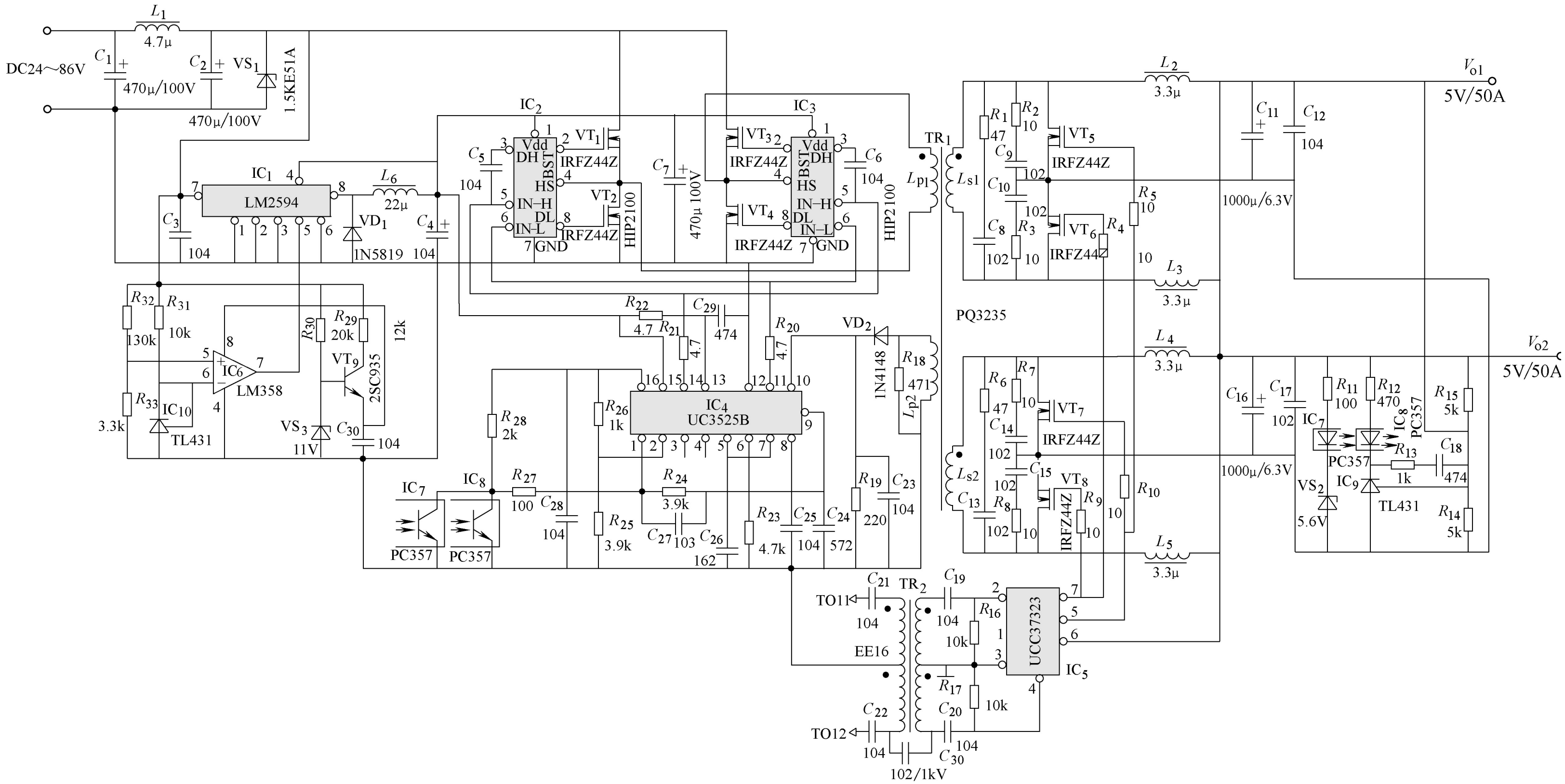


图 5-6　同步整流桥式变换直流电源原理图

IC_1、VD_1、L_6、C_4 组成高压开关同步降压电路向 IC_2、IC_3 及 IC_4 提供电能。IC_1 的型号是 LM2594，工作频率为 150kHz。它的 5 脚是开/关控制端，当控制电压小于 1.3V 时，IC_1 工作正常；当控制电压大于 1.3V 时，IC_1 工作停止，这是实施欠电压、过电压保护的识别点。IC_{10}、R_{31}～R_{33} 为判别电路，TL431 的基准电压为 2.5V，R_{32}、R_{33} 对输入电压分压，分压电压加到 IC_6 的 5 脚，当输入电压小于 20V 时 VT_9 截止，IC_6 因无电压工作停止，IC_1 的 5 脚因无输入信号也停止工作，起到欠电压保护作用。当输入电压大于 85V 时 TL431 反向导通接地，将输入电压短路，起到过电压保护作用。

L_{P2}、R_{18}、R_{19}、VD_2、C_{23} 组成电流检测过电流保护电路。电路发生过电流或短路时，变压器 L_{P2} 感应电压上升，经 VD_2、C_{23} 整流滤波后，直流电压加到 IC_4 的 10 脚，该脚依据电压高低，调整控制 11 脚的输出，从而控制 IC_2、IC_3 的高端输入（1N-H）的状态，达到过电流保护的目的。

4. 同步整流工作方式

倍流同步整流的工作原理前面已讲，它的工作方式有倍压整流和倍流整流之分。所谓倍流整流是二次输出整流电流与上、下端电感电流相加。脉冲变压器 TR_2、IC_5、C_{19}～C_{22} 组成同步整流驱动电路，输出脉冲送到 IC_4 的 11 脚、2 脚，脉冲变压器 TR_2 同时向 IC_5 的 2 脚、3 脚输出驱动信号。R_{16}、R_{17} 是信号限幅电阻。IC_5 的 6 脚的工作电压直接从 V_{o1}、V_{o2} 取得。5 脚和 7 脚是 IC_5 的同步驱动信号，直接驱动 VT_5～VT_8 的栅极。

5. 反馈检测控制电路

控制电路由电阻 R_{11}～R_{15}、电容 C_{18}、IC_7、IC_8、IC_9 以及 VS_2 等组成。电路通电后在运行过程中稳定 V_{o1}、V_{o2} 的输出电压，并起着过电压保护的目的。

5.5.3 高频变压器设计方法 1

桥式变换电路变压器设计相对来说比较容易一些。它没有反馈绕组，只有一个输出回路。为了减小磁化电流，变压器的一次绕组的匝数最好多一点，电感量大一点。选择高磁导率合金材料的磁心是合适的，而且磁心不需带气隙。具体的设计步骤如下：

1）选择磁心型号。根据输出功率、效率求输入功率、工作频率以及图 5-7 确定磁心型号，条件是自然冷却。

2）选择最佳磁感应强度。对于推挽式变换电路，可利用整个 $B—H$ 曲线，如果选择大的磁感应强度 B_W，则一次绕组匝数可以减少，铜损也减小，但铁损却增大。变压器的设计是围绕着效率高、铜损等于铁损这个基本原则进行的。图 5-8

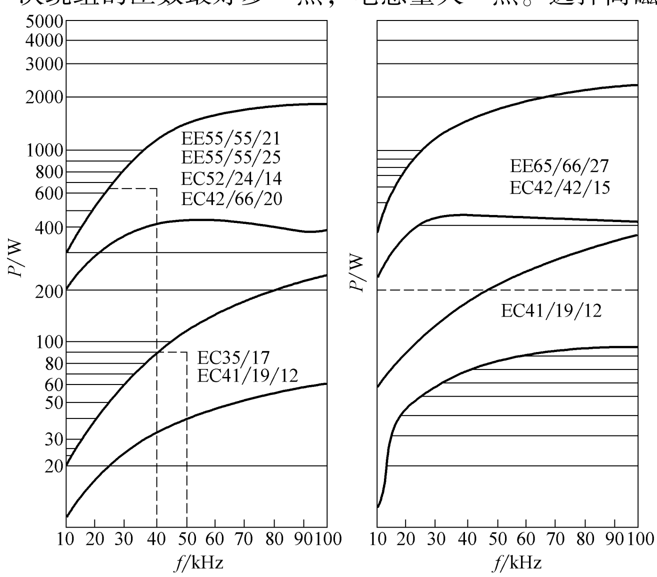


图 5-7 推挽式、桥式工作磁心选择图

是 A16 铁氧体材料铁心的铁损、铜损和总损耗与磁感应强度的关系曲线。该曲线表明损耗是磁感应强度增量 ΔB 的函数。

例如，设计一个以 UC3845B 桥式变换电路的高频变压器，输入电压 AC100 ~ 260V、50Hz，工作频率 40kHz，输出电压电流分别为 $V_o = 5V$，$I_o = 100A$，效率为 80%。

（1）计算输入功率

$$P_o = \frac{V_o I_o}{\eta} = \frac{5 \times 100}{0.8} W = 625 W$$

根据图 5-7 选定 3C8 铁氧体磁心材料 EE42/66/20，磁心有效截面积 $A_e = 236mm^2$（见表 5-2），厂家推荐磁心的磁感应强度峰值 $\hat{B}$ 在 40kHz 时为 100mT（见图 5-9），则磁感应强度增量 $\Delta B = 2\hat{B} = 2 \times 100mT = 0.2T$。

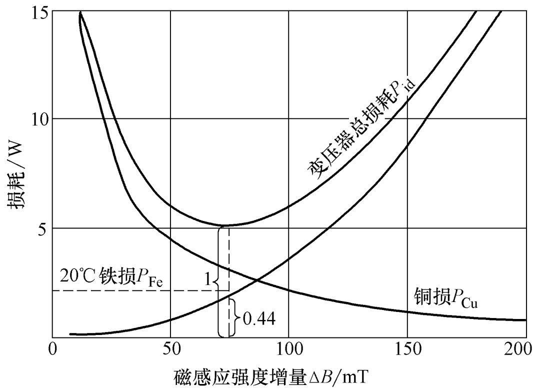


图 5-8 A16 铁氧体材料铁心的铜损、铁损和总损耗与磁感应强度的关系曲线

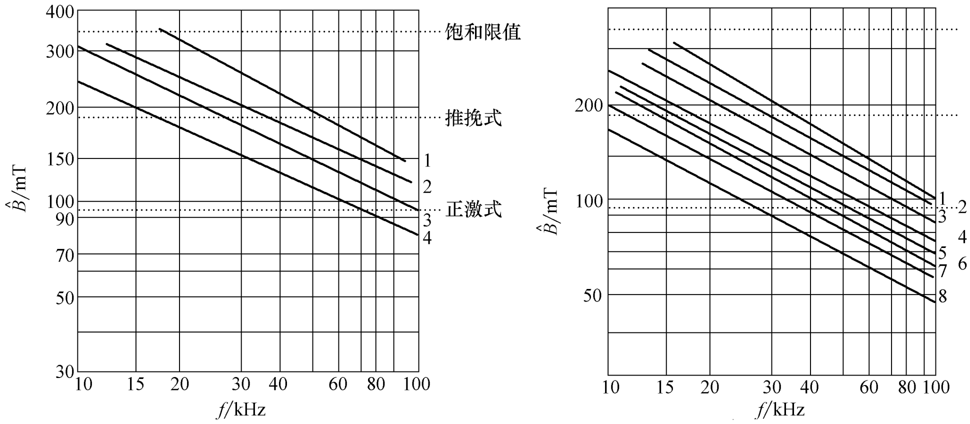
表 5-2 3C8 铁氧体磁性材料的磁心特性表

技术参数 / 磁心型号	磁心中心柱面积(最小值) A_{cp}/mm^2	磁心有效面积 A_e/mm^2	磁心和气隙有效体积 $V_e/mm^3 \times 10^3$	磁路长度 L_e/mm	热阻(最小值) R_{th}/(℃/W)	热阻(最大值) $R_{th(z)}$/(℃/W)	重量/g
EC20/20/5	23.5	31.2	1.34	42.8	35.4	—	7.2
EC25/25/7	52.0	55.0	3.16	57.5	30.0	—	16
EC30/30/7	46.0	59.7	4.00	66.9	23.4	—	22
EC35/17/10	66.5	84.3	6.53	77.4	17.4	20.0	36
EC41/19/12	100	121	10.8	89.3	15.5	17.0	52
EC42/42/15	172	182	17.6	97.0	10.4	12.2	88
EC42/42/20	227	236	23.1	98.0	10.0	11.5	116
EC42/54/20	227	236	28.8	122	8.3	9.8	130
EC42/66/20	227	236	34.5	146	7.3	8.1	—
EC52/24/14	134	180	18.8	105	10.3	11.9	100
EC55/55/21	341	354	43.7	123	6.7	7.4	216
EC55/55/25	407	420	52.0	123	6.2	6.8	—
EC65/66/27	517	532	78.2	147	5.3	6.1	—
EC70/34/17	201	299	40.1	144	7.1	7.8	252
UU15/22/6	30.0	30.0	1.44	48.0	33.3	—	—
UU20/32/7	52.2	56.0	3.80	68.0	24.2	—	—
UU25/40/13	100	100	8.60	86.0	15.7	—	—
UU30/50/16	157	157	17.4	111	10.2	—	—
UU64/79/20	289	290	61.0	210	5.4	6.2	—

（2）计算一次绕组所承受平均直流电压 $V_{P(AVE)}$

$$V_{P(AVE)} = (85 + 265) \div 2 \times \sqrt{2} V = 247.45V$$

$$V_{i(min)} = u_{i(max)} \sqrt{2} = 100\sqrt{2} = 141.4V$$



1—UU15/22/6 EE20/20/6
2—UU20/32/7 EE25/25/7 EE30/30/7
3—UU25/40/13
4—UU30/50/16

1—EE35 2—EE41 EC52 3—EC70 4—EE42/42/15
5—EE42/42/20 EE42/54/21 EE42/66/20
6—EE55/55/21 7—EE55/55/25 UU64/79/20
8—EE65/66/27

图 5-9 各种磁心磁感应强度峰值 $\hat{B}$ 与频率 f 的函数曲线

当占空比 $D=0.5$ 时，计算开关管的导通时间 t_{on}：

$$t_{on}=DT=0.5\times\frac{1}{40\times10^{3}}\text{s}=12.5\mu\text{s}$$

（3）计算一次绕组匝数 N_P

$$N_P=\frac{V_{i(min)}t_{on}}{\Delta BA_e}=\frac{141.4\times12.5}{0.2\times236}=37.45\approx37$$

每匝线圈所转换的电压 n

$$n=\frac{V_{i(min)}}{N_P}=\frac{141.4}{37}\text{V/匝}=3.82\text{V/匝}$$

（4）计算电路二次电压

MOS 管为两只同步倍流整流 MOS 管 D-S 的导通电压理论点为 10V，平波电感 L 上每半个周期的压降为 0.3V，因此，二次绕组上的电压 V_S 为

$$V_S=(V_{o1}+V_{DS(on)}+V_L)/0.707=(5+10+0.3)/0.707\text{V}=21.64\text{V}$$

（5）计算变压器二次绕组匝数 N_S

电路可由两组线圈组成，分别输出 5V、50V，总功率为 500W。

$$N_S=\frac{V_S}{n}=\frac{21.64}{3.82}=5.67\approx6$$

（6）注意事项

首先注意伏秒值平衡问题：它与半桥式相似，由于两只晶体管的存储时间不同或是输出整流二极管正向电压不同，会引起变压器一次绕组所承受的正向或反向伏秒值不平衡，这种不平衡会造成变压器在运行期间磁感应强度阶梯式趋向饱和。其次注意瞬时饱和效应。桥式变换电路一般是一对晶体管工作在饱和点附近，如果电源负载瞬时增加，控制电路则必须使脉冲加宽，这样才能补偿损耗和增加 L_1 的输出电流，其结果是磁铁心会出现单向饱和。这就是瞬时饱和效应，将使晶体管产生过电流。这时只有降低晶体管的放大倍数，才可使输出

电压波动减小，适当地增加脉宽，有可能防止出现瞬时饱和效应。

5.5.4 高频变压器设计方法 2

变压器的设计首先确定占空比，占空比将影响电路电流和反向电压及变压器的效率。大的占空比会出现大的冲击电流。变压器的匝数比也是变压器的一项重要参数，匝数比低能使电源获得较好的工作状态，对于不同的转换型式有不同的匝数比，对于 DC/DC 转换电路我们选 1:10，但不作为计算变压器匝数的依据。

$$n = V_o/(V_{i(min)}\eta) = 5/(24 \times 0.8) = 0.26$$

$$D_{max} = \frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{V_{i(max)}n}{V_o}}} = \frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{24 \times 0.26}{5}}} = 0.472$$

$$D_{min} = \frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{V_{i(max)}n}{V_o}}} = \frac{1}{1+\sqrt{\dfrac{86 \times 0.26}{5}}} = 0.321$$

根据图 5-7 选定 EC41/19/12 的 3C8 铁氧体磁心材料，铁心的有效截面积 $A_e = 121\text{mm}^2$，磁心磁感应强度增量 $\Delta B = 0.2\text{T}$，占空比 $D_{min} = 0.321$，工作频率 $f = 40\text{kHz}$。

$$N_P = V_{i(max)}D_{min} \times 10^6/(\Delta B f A_e) = 86 \times 0.321 \times 10^6/(0.2 \times 40 \times 10^3 \times 121) = 28.52 \approx 29$$

每匝线圈所转换的电压 V'

$$V' = V_{i(max)}/N_P = 86/29\text{V/匝} = 2.966\text{V/匝}$$

二次电压仍按 5.5.3 节的方法计算，$V_S = 21.64\text{V}$。

二次绕组的匝数 $N_S = V_S/V' = 21.64/2.966 = 7.3 \approx 7$

计算变压器的一次电感 L_P

$$L_P = \frac{(V_{i(max)}D_{min})^2}{fI_{rip}P_o}V_{ff}$$

式中，V_{ff}为变压器在释放电能后所剩余的电压，$V_{ff} = K_n V_{i(min)}$，K_n 为储能系数。

$$K_n = (1-D_{max})V_o/(V_{i(min)}D_{max}) = (1-0.472) \times 5/(24 \times 0.472) = 0.233$$

$$V_{ff} = 0.233 \times 24\text{V} = 5.592\text{V}$$

I_{rip}为纹波电压，$I_{rip} = I_o \times 3\% = 20\text{A} \times 3\% = 0.6\text{A}$。

$$L_P = \frac{(86 \times 0.321)^2 \times 5.592}{100 \times 10^3 \times 0.6 \times 100}\text{H} = 710\mu\text{H}$$

5.6 具有高速转换的 UC3825 直流变换电源

5.6.1 概述

变压器的一次侧带中心抽头，接到输入电源，其余两端接到开关管的高压端，这种电路一般称为推挽式电路。这种电路不太适合离线式变换电路。因为功率开关管的集电极电压两倍于电源供电电压 V_S，而且主变压器一次侧的利用率也不如半桥式、全桥式那样高，输出电压随输入电压和负载的变化而变化。但是，低输入电压（如 48V）时，推挽式电路比半

桥式或全桥式优越，任何时候最多只有一个开关器件工作，而且还是工作在低压下。对于输出相同的功率，开关损耗小多了。所以低压输入的大功率变换电路（500W以上）都是采用推挽变换技术。为了使输出电压稳定和保持软启动控制的特点，多数采用占空比控制方式。这种控制方式将会出现一个死区时间，在这个死区时间内两只开关晶体管都处于关断阶段，输出电流经扼流圈有一个保持续流的电流，续流经二次绕组和两只整流二极管再输出到负载。如果输出到扼流圈上的电流超过了折算磁化电流，则两只输出整流二极管在截止稳定阶段几乎同时导通，也具有相同的正向压降，所以二次绕组的电压为零。在这个阶段，磁心的磁感应强度不变，也就是磁心的磁感应强度不会下降到零状态。这是推挽式变换电路的一个重要特性。

5.6.2 UC3825 电路特点

UC3825是PWM集成控制器中常见的一种，芯片内部设置有1MHz以上的工作频率所必需的速度跟踪要求，其原因是芯片内部具有所谓“关键速度通道”的理论，这对实现高速PWM控制有着直接影响。UC3825的“关键速度通道”参数与常见控制器相比有数量级的提高。这是非常重要的，从根本上改善和提高了各单元高频参数特性。根据推挽式变换电路的特点，输出电压随输入电压和负载的变化而变化，只有在低输入电压（如48V）下，推挽式变换电路的优越性才能显示出来，所以，本开关电源电路的输入电压范围是42～56V。因为UC3825具有“关键速度通道”这一特性，所以它的工作频率高达1.5MHz，这为实现开关电源小型化、模块化提供了条件。由UC3825组合制成的开关电源外围元器件较少，变压器没有负反馈绕组，也没有由精密稳压器组成的光耦合控制电路，但是它的纹波电压只有75mV，负载调整率低于0.2%，这非常符合IEC标准的规定。UC3825的内部结构如图5-10所示。UC3825由振荡器、脉宽调制（PWM）比较器、误差放大器、限流比较器、关键比较器、欠电压比较器以及基准电压发生器等电路组成。其中，“关键速度通道”是由片内的PWM比较器、前端限流比较器、PWM选通电路及相应的内部逻辑电路和输出级电路组成的

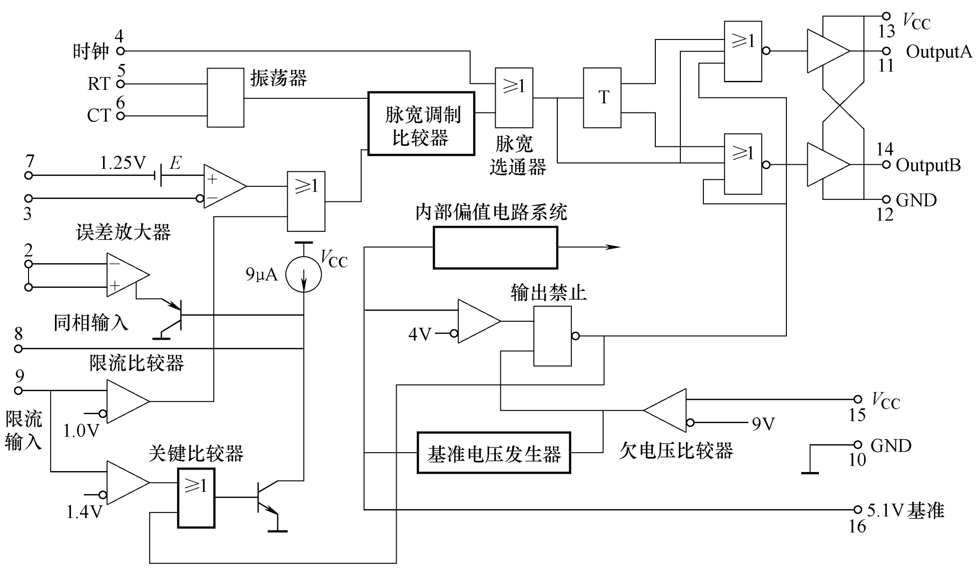


图5-10 UC3825的内部结构

信号传递通道。任何故障出现时，该通道内的各个电路信号反复进行检测、比较，如果某一信号不正常，经电路比较后，将把“越轨”信号“消化掉”。该通道内各个电路信号传输速度的快慢对整个电源系统的设计来说至关重要，“关键速度通道”的名字和它的意义即在于此。UC3825 的 5 脚和 6 脚外接电阻、电容，决定该电源的工作频率。1 脚是误差放大器的同相输入端，9 脚是限流比较器的电流检测输入端，当出现过电流或电流超值时，进行限流或者关闭脉宽输出通道。15 脚或 13 脚是 UC3825 的供电电源端，也是欠电压时的输出禁止端。11 脚和 14 脚是调制脉冲输出端，10 脚和 12 脚是接地端。片内结构严谨，设计自然流畅。

5.6.3 UC3825 电路工作原理与应用

如图 5-11 所示，48V 直流电压经 R_4 降压向 IC_1 的 13、15 脚提供 15V 的直流电压，同时 IC_1 的 4 脚也从电源中获得了电力，使片内振荡器起振。起振了的频率与误差放大器的信号进行脉冲调制、选通及内部逻辑处理，然后由输出级输出一可控制的脉宽调制信号并从 11 脚和 14 脚传输出去。调制脉冲经开关晶体管 VT_1 和 VT_2 放大后驱动高频变压器。由于驱动电路的作用，两只功率开关管 VT_1、VT_2 交替导通。当 VT_1 导通时，电源电压将加在 N_{1a} 上。在图 5-11 中，所有带“•”号端为正。VT_2 的漏极通过变压耦合作用承受 2 倍的供电电压。二次绕组 S_{1a} 的上端为正，电源经 VD_6 整流以及 L_1、L_2、C_{16}、C_{17} 复式滤波后输出一直流电压。当 VT_1 关断时，由于二次侧电能的存储和漏感的原因，VT_1 的漏极电压将升高，通过变压器 N_{1a}、N_{1b} 的耦合，VT_2 的漏极电压下降。当电压低于 0V 时，二极管 VD_3 导通，把电能反馈到电源中去，同时整流二极管 VD_7 将能量输送出去。图中 VD_4、VD_5 是超快速恢复二极管，一方面使电路加速翻转，另一方面对开关功率管进行钳位保护。C_{12}、R_{14}、

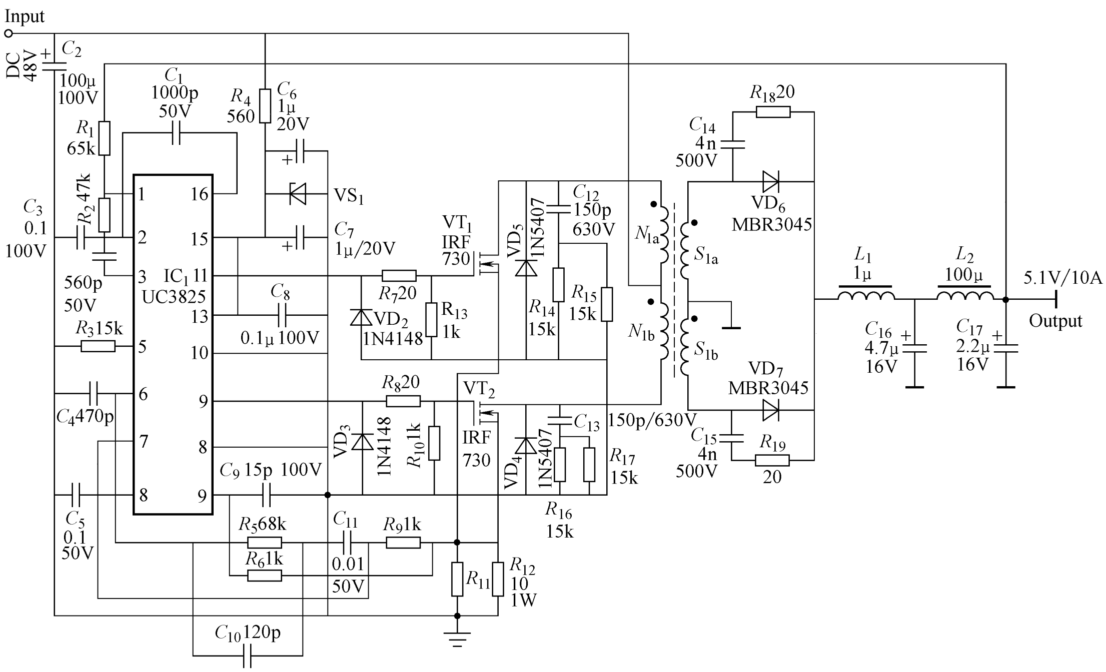


图 5-11 UC3825 推挽式 DC/DC 转换电路

R_{15}及C_{13}、R_{16}、R_{17}分别是变压器一次侧的吸收网络。R_{11}、R_{12}是开关功率管的电压负反馈电阻，用于检测开关电路的工作状况，起着过电流保护作用。R_3、C_4是工频振荡元件，C_{14}、R_{18}及C_{15}、R_{19}是两只整流二极管的吸收回路，分别吸收高频变压器由于二次漏感而产生的尖峰脉冲，同时对输出纹波电压起至抑制和平滑滤波作用。

5.6.4 推挽式高频变压器设计

1. 设计步骤

CW3524 推挽式变压器可根据温升限定和最佳效率来设计，具体步骤如下。

（1）根据输出功率选择合适的磁心型号

磁心的有效功率额定值由允许温升、占空比、绕组设计、导线类型、绝缘性能要求以及绕组组成等因素确定。可见，同一型号的磁心由于各种因素的影响不同，容许功率范围可能不同，如图 5-7 所示。

（2）了解磁心特性，确定热阻值

由于推挽式变换电路适合低电压输入，如电信通信电源采用48V 输入的 DC/DC 变换方式，电压应力较小，爬电距离余量可达 2mm。变压器利用真空浸渍，以消除线间空隙以及绕组与骨架结构松动，这样有较好的传热特性和导磁能力。

（3）已知温升和热阻值，求出变压器的总损耗值

一般公式如下：

$$P_{\mathrm{id}}=\frac{\Delta T}{R_{\mathrm{th}}}$$

式中，P_{id}为变压器内部耗散总功率（W）；ΔT 为相对于环境的温升（℃）；R_{th}为热阻(℃/W)。

对于最佳效率，变压器耗散总功率（见图 5-8）$P_{\mathrm{id}}=P_{\mathrm{Cu}}+P_{\mathrm{Fe}}$，即耗散总功率包括铜损加铁损之和。$P_{\mathrm{Cu}}=0.44P_{\mathrm{id}}$，$P_{\mathrm{Fe}}=0.56P_{\mathrm{id}}$。

（4）计算磁感应强度的增量

有两种方法，一是从图 5-12 可知，由铁损 P_{Fe}、工作频率和温度就可以知道磁感应强度的峰值，这是常用的可行方法；二是从图 5-7 所示曲线可知铁损 P_{Fe}和工作频率，由表 5-2 可知磁心有效截面积 A_{e}，按以下公式求出磁感应强度增量 ΔB 值。

$$2\times\Delta B=\frac{\Phi}{A_{\mathrm{e}}}$$

式中，ΔB 为磁感应强度增量（mT）；Φ 为磁通（μWb）；A_{e} 为磁心有效截面积（mm^2）。

（5）计算二次绕组匝数

首先要确定二次电压 V_{S}'。V_{S}'由三部分组成。对于大电流、低电压输出的变换电路，考虑电压 V_{S} 降低时仍然有正常的电压 V_{o} 输出，因此

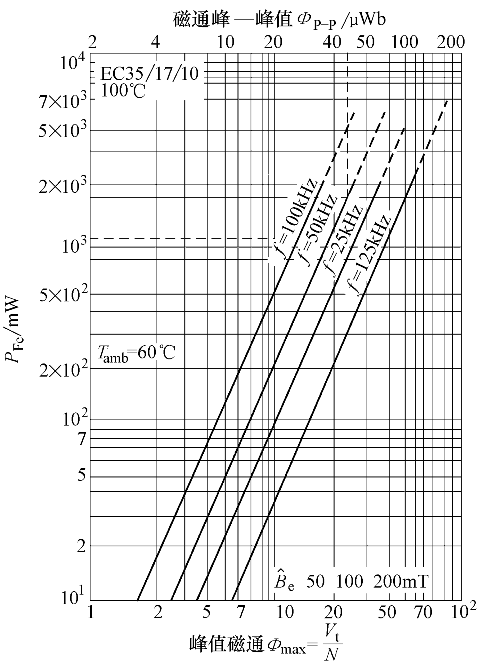


图 5-12 磁心磁滞—涡流损耗与磁通 Φ 的函数关系

输出电压应定为 $1.1V_o$。输出电压 V_o 是经整流二极管、导线、变压器一次绕组得到的，这两种电压降设为 V_L。由于变压器二次漏感的原因，有效导通时间不可能达到50%工作周期，即在每半周二次电流从建立到满值都要经过延时，占空比要小于0.5，一般设为0.46，两管为0.92，相当于二次电压需再提高 $(t'_{on}+t'_{off})/t'_{on}$ （t'_{on}为两管导通占空比之和）。因此，二次电压 V'_S按下式计算：

$$V'_S=(1.1V_o+V_L)\frac{t'_{on}+t'_{off}}{t'_{on}}=(1.1V_o+V_L)\times\frac{100}{92}\approx(1.1V_o+V_L)\times1.08$$

每伏最佳匝数为

$$\frac{N}{V}=\frac{t_{on}}{\Delta BA_e}=\frac{t_{on}}{\Phi}$$

式中，t_{on}为导通时间，占空比按0.46计算；ΔB 为磁感应强度增量。

最后计算二次绕组匝数：

$$N_S=V'_S\frac{N}{V}$$

计算一次绕组匝数：

$$N_P=V_{Smin}\frac{N}{V}$$

式中，N_P 为一次绕组匝数；V_{Smin}为最低输入电压；$\frac{N}{V}$为变压器每伏最佳匝数。

对于大电流输出，二次侧通常用薄铜板（条）绕制，一次侧由多股平行高强度漆包线绕制。为了减小漏感，趋肤效应及邻近效应也应尽量减小，以得到最佳交流电阻与直流电阻的比率。导线间的空隙、铜板的厚薄都要特别加以注意。绕组布置，即每层的匝数和各绕组的安置对漏感（或漏磁通）和最低邻近效应都会产生很大影响。有关导线粗细的选用和趋肤效应的影响如图5-13所示。总之，低压、大电流、大功率变换电路设计完成后，还要注重实际调整工作。调整的快慢全靠的是经验，不能以设计的各项参数为基准，因为有很多模糊的不确定因素，例如绕制工艺、浸渍、通风、调节、PCB设计的影响等都无法预先设定。

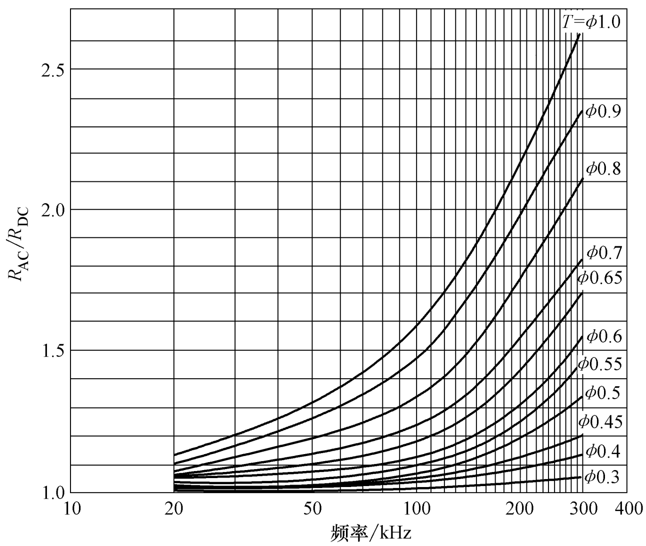


图5-13 漆包线的趋肤效应

2. 设计实例

设变压器的输入电压为 −48V，波动范围为 +20% ~ −15%，工作频率为40kHz，输出电压为 −5.1V，电流为10A，环境温度为0~55℃，允许温升为40℃，效率为80%。

计算输出功率 P_o 为

$$P_o = V_o I_o = 5.1\text{V} \times 10\text{A} = 51\text{W}$$

输入功率 P_i 为

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{51}{0.8}\text{W} = 63.75\text{W}$$

根据工作频率为50kHz和 $P_i = 63.75\text{W}$，由图5-7选择EC35/17磁心。查表5-2可知，磁心有效截面积为 84.3mm^2，允许功率范围是60～150W。考虑低压输入/输出、变压器真空浸渍以及有较好的传热特点，热阻值范围为17.4～20℃/W，选取低值 $R_{th} = 18℃/\text{W}$。依照前面介绍的公式 $P_{id} = \Delta T / R_{th}$，$\Delta T$ 取50℃，则

$$P_{id} = \frac{50}{18}\text{W} \approx 2.8\text{W}$$

则

$$P_{Fe} = 0.44 \times 2.8\text{W} \approx 1.23\text{W}$$

$$P_{Cu} = 0.56 \times 2.8\text{W} \approx 1.57\text{W}$$

由 $P_{Fe} = 1.23\text{W}$，$f = 50\text{kHz}$ 以及图5-12可确定 $\Phi_{p\text{-}p} = 38\mu\text{Wb}$。查表5-2，$A_e = 84.3\text{mm}^2$，则磁感应强度变量 ΔB

$$\Delta B = \frac{\Phi_{p\text{-}p}}{2A_e} = \frac{38 \times 10^3}{2 \times 84.3}\text{mT} = 0.23\text{T}$$

设工作频率为50kHz，占空比 $D = 0.5$，则 $t_{on} = DT = \frac{0.5 \times 10^6}{50 \times 10^3} = 10.0\mu\text{s}$

$$\frac{N}{V} = \frac{t_{on}}{\Delta B A_e} = \frac{10}{0.23 \times 84.3}\text{匝/V} = 0.52\text{匝/V}$$

$$V'_S = (V_o + V_L) \div \frac{2}{\pi} \div \sqrt{2} = (24 + 0.6) \div 0.637 \div 1.4\text{V} = 27.585\text{V}$$

$$N_S = V'_S \frac{N}{V} = 27.58 \times 0.52 = 14.34 = 14$$

$$V_{S(min)} = 48\text{V} + (48 \times 0.15)\text{V} = 55.2\text{V}$$

$$N_P = V_{Smin} \frac{N}{V} = 55.2 \times 0.52 \approx 28.7 \approx 29$$

从上述计算结果看，推挽式变换电路的变压器绕制与其他方式变换电路的变压器绕制有所不同。首先是它的电源输入电压低，这样变压器的绝缘强度和安全距离不是考虑的主要问题。其次是变压器一次绕组的匝数少，输出的功率比较大，而磁心的窗口面积又很大，搞不好整个变压器的线包所占用的空间还不到窗口面积的一半，这对磁心的利用是一个很大的浪费。而且变压器本身的损耗很大，磁辐射也大，磁耦合能力降低，这时变压器应采用多股高强度漆包线并绕，它的二次侧宜采用铜条或多股漆包线绕制，这可以减小变压器的峰值电压和一次侧、二次侧间的漏感，增加导磁能力，有利于提高变压器的效率，同时变压器窗口得到充分利用。

5.7　具有高效无辐射的SG3535A直流变换电源

随着科学技术的进步，计算机应用日益广泛，笔记本电脑更是迅速涌现，所占市场份额越来越大。与笔记本电脑相配备的电源要求越来越严格，体积小、重量轻、使用时间长、抗

干扰、兼容性好、效率高是电源最关键的要素。我们知道目前汽车上的供电系统多数是以12V铅酸蓄电池供汽车启动时用电，这种电源无法支持笔记本电脑供电，不便于携带，更不能满足笔记本电脑直用，必须对电源进行转换，根据输入电压低、输出功率大的特点，采用推挽式变换电路是比较理想的，因为这种变换电路的变压器所用的磁心的磁化特性曲线工作在一、三象限内，它的磁感应强度变化从 $-B_m$ 到 $+B_m$，范围之宽、变化率之大，充分满足了磁化转换的效率，又能满足笔记本电脑电源低压输入、高功率输出的要求。

SG3535A是美国通用公司在2005年推出的新一代DC/DC转换电源控制芯片，是在SG3525A的基础上集成了空载等待、满载溢出、电流电压输入比较锁定，具有过电流、欠电压、短路、超载等各种保护，负载能力强、功耗低、电磁兼容好，在电源转换控制中得到很好的应用。

5.7.1 SG3535A 电路特点

DC/DC拓扑变换在国际上最为流行的是脉宽调制型开关电源集成控制，包括转换控制、全程保护、运行监测、稳压输出等各大循环系统，其中电流电压检测电路、电流电压采样比较电路、误差放大反馈电路、脉冲发生器、脉宽调制器、频率振荡器等是转换中最为核心的部分。

1）完备的PWM转换控制功能。SG3535A的脉宽调制占空比（D）为0.2～0.78，这种大调制范围是一般电源控制芯片难以实现的，正因为如此，对输入电压的范围从DC 8V扩大到78V，输出功率却基本保持恒定，电压调整率在0.1%左右。

2）电路具有各种保护、安全可靠、效率高、损耗低、反应异常灵敏、参数运行检测及时。运行的工作温度为－40～＋125℃，可在室外全天候工作，适用于全球各地使用。

3）电路采用推挽式变换控制操作，它不仅使利用率得到提高，获得很高的转换效率，更重要的是在低电压输入时它比半桥式、全桥式优越。任何工作过程只有一个开关器件工作，而且还可以工作在低电压条件下，这就是损耗小的原因。另外，采用脉宽调制控制方式，往往会出现死区时间，如果采用推挽式工作，它可在死区时间内，变压器二次绕组的电流被磁化，以续流的方式消除了由死区时间产生“断流”的现象。在这个阶段，变压器磁心的磁感应强度不变，铁心的磁感应强度不会下降到零，这是SG3535A电源电路的最大特点。

5.7.2 SG3535A 电路工作原理

由图5-14所示，电路由防反向接入电路、输入低通滤波电路、过电压、过电流保护电路，推挽式DC/DC转换电路、反馈控制电路、输出整流滤波电路、恒流恒压输出电路等组成。

1）防反向接入电路。电阻 R_1 和二极管 VD_1 组成防反向电源接错RD阻止电路。正常情况下按电路＋、－极性接入电源，电路处于正向偏置，二极管 VD_1 反向偏置，接进的电源在RD电路不形成回路，无电流流过RD电路，损耗为零。若电源极性接反，则在RD电路上形成回路，但由于 R_1 存在，不会危及被接入的电源，同样，流进电路的电流很低，也不会损坏电路的元器件，保证了电路安全。

2）低通滤波电路。电解电容 C_1、C_2 和电感 L_1 组成 π 形低通滤波电路，抑制供电直流电源的交流成分和低频噪声干扰，同时也用来抑制电源内部所产生的电磁干扰和噪声干扰，

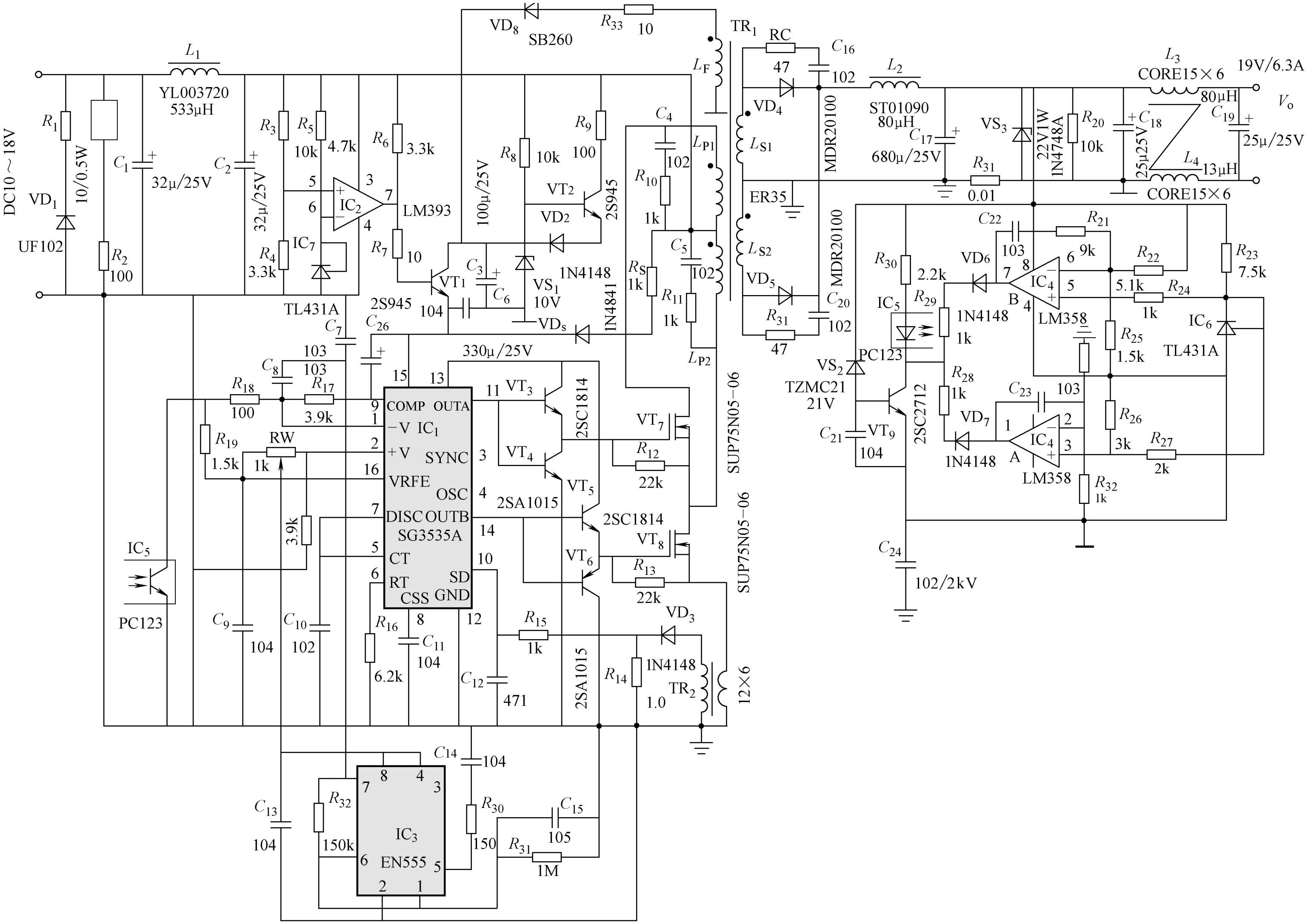


图 5-14　高效推挽式 SG3535A 直流电源

保护供电系统纯净无污染。

3）过电压、过电流保护电路。开关电源的保护电路是确保电源安全可靠运行的一种重要手段。供电电源的使用寿命与使用方法，也为维护笔记本电脑安全长期工作打下基础。往往使用的电池由于放电过快或充电过急会对计算机运行不平稳造成影响。变压器 TR_1、单块单边运算放大器 IC_2、精密稳压源 IC_7 以及电阻 R_2 ~ R_7 组成欠电压、过电压保护电路。它的工作原理是这样的：IC_7 的 2.5V 基准电压加到 IC_2 的 6 脚，直流输入电压经 R_3、R_4 分压加到 IC_2 的 5 脚，在运行时，这两种电压不断地进行比较分析，当输入电压高于基准电压时，运算放大器 IC_2 的 7 脚输出高电平，高电平经 R_7 送到晶体管 VT_1 的基极，使 VT_1 导通，导通电压加到 IC_1 的 15 脚，经片内电压检测比较，推动振荡器起振，驱动器启动，当输入电压低于设计最低值时，IC_2 的 7 脚输出低电平，VT_1 截止，控制集成块 IC_1 不工作，起到欠电压保护的目的。当输入电压超过设计电压的最大值时，由 R_8、R_9、VT_2、VD_2、VS_1 组成稳压、识别、过电压保护电路，VS_1 反向击穿，由电容 C_{26}、绕组 L_{P1}、L_{P2}、开关管 VT_7、VT_8 组成振荡电路停振，起到过电压保护。

过电流保护由 TR_2、VD_3、R_{14}、R_{15} 及 C_{12} 组成。当输出产生过电流时，变压器的一次绕组电流增加即开关管的漏极电流增加，变压器二次电压上升，经 VD_3 整流、C_{12}、R_{15} 滤波限流，送到 IC_1 的 10 脚，10 脚将关闭控制。另外 IC_{4A}、R_{31}、R_{28}、R_{26}、R_{27}、C_{23}、VD_7、IC_5 等组成恒流、过电流保护。当流过 R_{31} 的电流产生 $R_{31}I_{OUT}$ 电压降超过额定值时，检测电压将送到 IC_4 的 2 脚反相输入端，它的 3 脚则是由 IC_6 所产生的 2.5V 基准电压，此电压由 R_{26}、R_{27} 分压送到 3 脚，两种电压进行比较，由 1 脚输出差值电压信号，经 VD_7、R_{28} 变成电流信号，此信号加到光耦合器 IC_5，由输出电流的大小改变 IC_5 发光的强弱，进而调整占空比，使输出电流保持不变，起到恒流的作用，也达到过电流保护的目的。C_{23} 是电压负反馈电容，起到相位补偿作用。

4）推挽式 DC/DC 变换电路。IC_1、TR_1、VT_7、VT_8 组成推挽式变换电路。因输出功率高达 120W，电路采用了四只晶体管 VT_3、VT_4、VT_5、VT_6 与 VT_7、VT_8 相结合的串并联结构形式的"图腾柱"驱动电路，这样组合极大地提高了电路的驱动能力。C_4、C_5、R_{10}、R_{11} 是变压器一次绕组 L_{P1}、L_{P2} 的阻容吸收电路，用来消除因变压器的漏电感所产生的峰值电压，确保 MOSFET 安全运行。C_{11} 是软启动电容。IC_1 的启动供电电压由 L_{P2} 经 VD_3 整流，R_5 降压产生直流电压，另外由绕组 L_f 感应的高频电压经 VD_8 整流、R_{33} 限流、C_3 滤波，向 IC_1 提供工作电压。C_{10}、R_{16} 是片外振荡元件，其振荡频率 $f = 1.15/(C_{10}R_{16})$，振荡器在输出锯齿波的同时，还将输出触发脉冲，触发脉冲一方面控制由脉宽调制所产生的死区时间，以保证两组输出晶体管不出现同时导通，另一方面触发脉冲作为 PWM 控制脉冲。

5）输出整流滤波与过电压、过电流保护电路。因输出电流较大而电压较低，所以选用肖特基二极管。由 VD_4、L_2、C_{17}、C_{18}、C_{19}、L_3 组成"双 π"形整流滤波电路，它的作用使输出电压纹波尽量减小，以满足笔记本电脑的需求。IC_5、IC_{4B}、IC_6、R_{21} ~ R_{26}、C_{22} 组成负反馈控制电路。IC_6 的 2.5V 基准电压送到 IC_{4B} 的 5 脚同相输入端，输出电压经 R_{22}、R_{25} 分压输入 IC_{4B} 的 6 脚反相输入端，这个电压是跟随输出负载大小变化的，两个电压经 IC_{4B} 比较后由 7 脚输出，经 VD_6、R_{29} 变为电流信号控制光耦合发光二极管工作电流，从而调制 PWM 的占空比，达到输出电压保持稳定。VS_2、VS_3、VT_9 为过电压保护电路，当输出电压超过设计值时，稳压管 VS_3 反向击穿导通，输出回路短路；当输出电流过大时，引起 VS_2

导通，VS_2 的导通使晶体管 VT_9 饱和导通，也使输出回路发生短路接地，对电路起到了保护作用。

5.7.3 SG3535A 电路主要参数计算

1. 欠电压保护电阻 R_4 的计算

SG3535A 内部设置有欠电压锁定和慢启动电路。为了使 PWM 在欠电压状态（$V_i < 8V$）下，有效地使输出保持关闭状态。当输入电压经 R_3、R_4 分压低于 IC_2 的 6 脚电压 2.5V 时，IC_2 的 7 脚输出低电平，PWM 转换停止，进入欠电压保护状态。

因 $$\frac{V_{i(min)}R_4}{R_3+R_4}=2.5V,则\frac{10V\times R_4}{10k\Omega+R_4}=2.5V,得 R_4\approx 3.3k\Omega$$

2. 输入滤波电感 L_1 的计算

电解电容 C_1、C_2 和电感 L_1 是输入电压低通滤波电路，可抑制输入的供电电压的低频噪声干扰及电源内部所产生的电磁干扰。L_1 的大小决定了滤波的效果和电源损耗。L_1 的计算公式如下：

$$L_1=\frac{P_o[Z(1-\eta)+\eta]}{I_{effe}^2K_{RP}\left(1-\frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta}$$

式中，K_{RP}为输入纹波电流与峰值电流之比，$K_{RP}=0.3$；Z 为一次电路与二次电路损耗比，$Z=0.6$；f 为工作频率，设 $f=50kHz$；$P_o=V_oI_o=19\times 6.3W=119.7W$；$I_{effe}$为有效电流为 4.5A。具体计算过程见下文。

$$L_1=\frac{119.7\times[0.6\times(1-0.8)+0.8]}{4.5^2\times 0.3\times\left(1-\frac{0.3}{2}\right)\times 50\times 10^3\times 0.8}H=533.\mu H$$

3. SG3535A 振荡频率的计算

SG3535A 的振荡频率由 6 脚、7 脚外接元件 R_{16}、C_{10}决定，其值为$f_g=1.15/(R_{16}C_{10})=1.15/(6.2\times 10^3\times 1000\times 10^{-12})Hz=185kHz$。$C_{10}$的锯齿波电压在 0.6 ~ 3.5V 之间，振荡器还输出一组触发脉冲，脉冲宽度为 0.5 ~ 5μs。设谐振频率$f_{osc}=150kHz$。

4. 输入输出参数的计算

输出功率 $P_o=V_oI_o=19\times 6.3W=119.7W$

设电源效率 $\eta=0.80$，输入功率 $P_i=P_o/\eta=119.7/0.8W=149.6W$

最大、最小占空比的计算：

当输出电压大于输入电压时，其计算公式如下：

$$D_{min}=1/\left(\sqrt{\frac{V_{i(max)}n}{V_o}}+1\right)$$

$$n=\frac{V_o}{V_{i(min)}\eta}=19/(10\times 0.8)=2.375$$

$$D_{min}=1/\left(\sqrt{\frac{18\times 2.375}{19}}+1\right)=0.4$$

$$D_{max}=1/\left(\sqrt{\frac{V_{i(min)}n}{V_o}}+1\right)=1/\left(\sqrt{\frac{10\times2.375}{19}}+1\right)=0.472$$

计算开关管导通时间：

$$t_{on(min)}=D_{min}/f_{osc}=0.4/(150\times10^3)\text{s}=2.67\mu\text{s}$$

$$t_{on(max)}=D_{max}/f_{osc}=0.472/(150\times10^3)\text{s}=3.15\mu\text{s}$$

计算输入电流 I_{PO}、平均有效电流 I_{effe}：

$$V_{icp}=(V_{i(min)}+V_{i(max)})/2=(10+18)/2\text{V}=14\text{V}$$

$$I_{PO}=P_i/(\eta V_{icp})=119.7/(0.8\times14)\text{A}=10.688\text{A}$$

$$I_{effe}=I_{PO}D_{min}=10.688\times0.4\text{A}=4.28\text{A}$$

5. 低通滤波电容 C_1 和 C_2 的计算

C_1、C_2、L_1 组成 π 形滤波网络，用来削减直流供电电网中存在的交流成分，同时抑制各种干扰污染供电系统。

$$C_1+C_2=2\pi V_{i(min)}t_{on(max)}/(V_{rip}R_{limit})$$

式中，$V_{rip}=V_o\times10\%=19\times0.1\text{V}=1.9\text{V}$；$R_{limit}$为电路极限输入阻抗，$R_{limit}=V_{i(max)}/I_{po}=18/10.688\Omega=1.684\Omega$。

$$C_1+C_2=2\times3.14\times10\times3.15\times10^{-6}/(1.9\times1.684)\text{F}=61.8\mu\text{F}$$

取 64μF，$C_1=C_2=32\mu\text{F}$。

6. 软启动时间 t_{soft}的计算

电容 C_{11}是决定软启动时间的主要元件，其与片内 51kΩ 电阻组成延迟电路。当 C_{11}的充电电压在 51kΩ 电阻作用下放电到 0.82V 时，振荡器启动，便产生 0.6～3.5V 的锯齿波电压，送到触发器由 11、14 脚输出。电容 C_{11}的容量决定延长启动时间，防止输出电压过冲。C_{11}的充放电系数为 1.7。

$$t_{soft}=C_{11}\times51\text{k}\Omega/1.7=51\times10^3\times10^5\times10^{-12}/1.7\text{s}=3\text{ms}$$

7. 输出滤波电感 L_2、L_3 和 L_4 的计算

L_2、L_3 是正向输出滤波电感，输出电流经过负载回路到 L_4 再到公共地，因此，L_4 是负载的一部分起加速回流的作用。

$$L_2+L_3=V_{S(max)}D_{on}/(2\pi f_{op}\Delta I_{rip})$$

式中，$V_{S(max)}$为变压器二次电压，本电路为全波整流，$V_{S(max)}=(V_o+2V_L+V_D)/0.9=(19+2\times0.8+0.4)/0.9\text{V}=23.33\text{V}$；$D_{on}$为输出电压与二次电压之比，$D_{on}=V_o/V_{S(max)}=19/23.33=0.814$；$f_{op}$为二次电路的工作频率，$f_{op}=f/2=185\text{kHz}/2=92.5\text{kHz}$；$\Delta I_{rip}$为输出纹波电流，$\Delta I_{rip}=I_o\times3\%=6.3\times0.03\text{A}=0.189\text{A}$。

$L_2+L_3=23.33\times0.814/(2\times3.14\times92.5\times10^3\times0.189)\ \text{H}=173\mu\text{H}$

令 $L_2=L_3=80\mu\text{H}$，$L_4=13\mu\text{H}$。

5.7.4 高频变压器设计

SG3535A 电路属于正激式变换电路，变压器不能有磁间隙，剩余磁感应强度 B_r 是必须考虑的，在变换时占空比虽可控制，但在输出短路到开路瞬间，占空比却与输入电压无关，即使是最高电压，磁心也不会出现磁饱和。

根据法拉第定律：$E=N\mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t$
式中，E 为输入电能，N 为绕组所产生的磁通量 Φ。

按照输入电压与导通时间的关系，便有 $V_{in}t_{on}=N\Phi=A_eBN$，根据输入电压、工作频率计算最大磁感应强度 ΔB_{max}。

$$\Delta B_{max}=V_{in}D_{max}/(N_Pf_{op}A_e)$$

式中，f_{op}是工作频率，N_P 为一次绕组匝数，N_P 可由下式计算：

$$N_P=\frac{V_{i(max)}D_{max}\times10^7}{\Delta Bf_{op}A_e}$$

ΔB 对 DC/DC 变换而言磁心偏移量应设在 0.18 ~ 0.22T 之间。磁芯选 EE28，$A_e=78\mathrm{mm}^2$。

$$N_P=\frac{18\times0.472\times10^7}{0.18\times185\times10^3\times78}=32.7\approx33$$

$$N_{P1}=17,N_{P2}=16$$

二次绕组 N_S 由 N_{S1}、N_{S2}两组分别组成：

$$N_S=V_SD_{max}\times10^7/(\Delta Bf_{op}A_e)=23.33\times0.472\times10^7/(0.18\times185\times10^3\times78)=42.4\approx42$$

$$N_{S1}=N_{S2}=21$$

一次反馈绕组匝数的计算

SG3525A 的启动电压为 8.5V，VT_1 恒流源 c-e 极间压降为 1.8V，硅整流二极管 VD_s 压降为 0.7V，这时 $V_F=(8.5+1.8+0.7)/0.707\mathrm{V}=15.559\mathrm{V}$，$N_F=V_FD_{max}\times10^7/(\Delta Bf_{op}A_e)=15.559\times0.472\times10^7/(0.18\times185\times10^3\times78)=28.27\approx28$

变压器一次绕组电感量 L_P 的计算

开关管在导通期间，变压器一次绕组存储的功率为

$$P=V_oI_o=L_Pf\left(\frac{V_{i(max)}t_{on(max)}}{L_PM}\right)^2$$

单位时间内变压器存储的功率与输出的功率相等，M 为储能转化为动能转换系数，取 0.8。有

$$\frac{1}{2}fL_P\left(\frac{V_{i(max)}t_{on(max)}}{L_PM}\right)^2=V_oI_o$$

$$L_P=\frac{[V_{i(max)}t_{on(max)}]^2}{2V_oI_oM^2}f=\frac{(18\times3.15\times10^{-6})^2\times50\times10^3}{2\times19\times6.3\times0.8^2}\mathrm{H}=1\mu\mathrm{H}$$

$$L_{P1}=L_{P2}=0.5\mu\mathrm{H}$$

5.8　具有自动恢复功能的 CW3524 直流变换电源

5.8.1　CW3524 电路特点

CW3524 是脉宽调制推挽式变换笔记本电脑电源，具有过电压、过电流保护、关断自动恢复功能。CW3524 内部集成有谐波发生器、脉宽调制（PWM）器、T 型触发器、基准电压源、电流电压比较器以及两只驱动晶体管等，如图 5-15 所示。由于采用斜坡后沿作“死

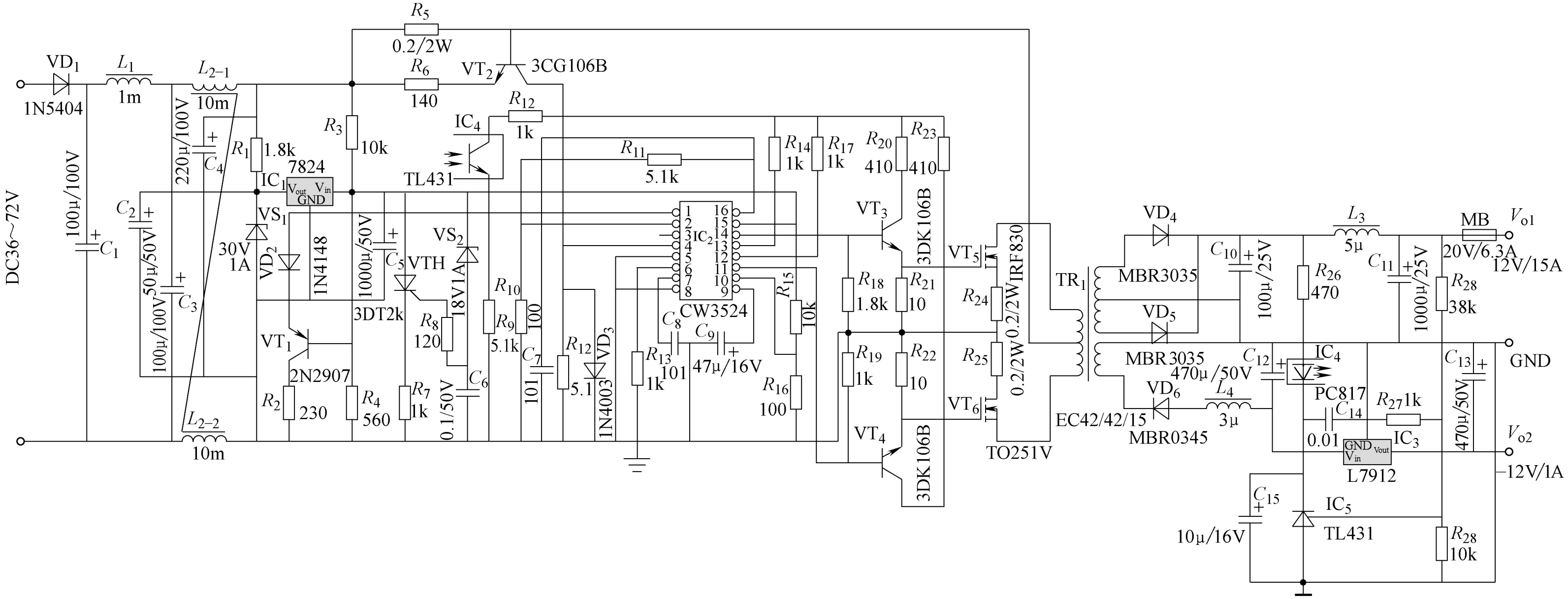


图 5-15　具有自动恢复功能的 CW3524 直流电源

区”控制，这样节省了死区时间调节器。片内基准电源既向片外提供基准电压又向片内提供50mA输出电流，VT_3、VT_4的发射极和集电极浮空，增加了使用灵活性。T触发器提供同步方波脉冲，它的频率由6、7脚外部电阻和电容决定，该频率可以高达150kHz。当开关电源出现过载时，通过4、5脚取样，使片内比较器输出电压为零，这样PWM输出端恒为高电平，封死或非门使两输出管截止，切断了电源工作。若电源本身需要，只要在10脚输入大于0.7V的电压，使片内晶体管导通，起到切断电源的作用，也可达到同样的目的。

CW3524的特点是，出现故障进行保护后能自动恢复功能。本电路采用光耦合器调制脉冲的宽度来稳定输出电压。还通过晶体管VT_1和晶闸管VTH来实施过电流保护和过电压保护，所有这些为电源用在笔记本电脑上提供了安全可靠的保证。

5.8.2 CW3524电路工作原理

由CW3524构成的推挽式DC/DC转换开关电源如图5-15所示。电路由输入滤波和电源极性接错保护电路、脉宽控制电路、DC/DC转换电路、输出整流滤波电路和过电流、过电压、欠电压、短路保护电路组成。电路的输入电压为DC36～72V，输出负载为20V、6.3A和−12V、1A。V_{o2}有三端稳压器L7912支持。

1）输入滤波电路和电源极性接反保护电路。由C_1、C_2、C_3及L_1、L_2组成双π形滤波电路。它是为抑制输入电源的电磁噪声干扰和传导干扰，同时也阻止开关电源本身的电子开关所产生的电磁波通过电源线侵入输入电网干扰其他电气设备。元件的参数不同是为抑制不同频谱的干扰。二极管VD_1是防止电源极性接反而设置的，它正向导通电阻小，耐压100V，功率损耗小。

2）DC/DC转换电路。由IC_2、VT_3、VT_4、R_{10}～R_{25}及TR_1组成DC/DC转换电路。CW3524的6、7脚的外接元件R_{13}、C_8构成频率振荡电路，振荡频率$f=1.51/(R_{13}C_8)=150kHz$。脉冲调制比较器的同相输入信号取自$C_8$两端，为锯齿波电压，它的反相输入端信号由误差放大器的输出端引入。当输入电压降低或负载加大引起输入电压降低时，由电压负反馈引入到误差信号减小，经比较调整输出增大，使脉宽调制时间加长，从而使VT_3、VT_4导通时间延长，输出电压增加，VT_5、VT_6功率放大，推动振荡变压器进行功率转换。

3）脉宽调制电路。脉宽调制与功率转换是结合在一起的。由IC_2、IC_4、IC_5以及相关的电阻电容所组成，其目的是产生一个占空比可变的调制脉冲去控制VT_3、VT_4的导通时间，来稳定输出电压。电路采用了光耦合器IC_4和精密稳压源IC_5，提高了PWM的控制范围和控制精度。IC_2片内集成了谐波发生器和脉宽调制器以及两只驱动晶体管，所以电路外围元器件较少，驱动功率大大提高。

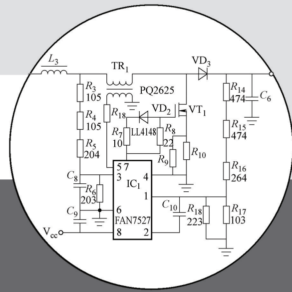
4）输出整流滤波电路。电路输出电压分两组，V_{o1}的整流滤波由VD_4、VD_5构成全波整流，C_{10}、C_{11}及L_3构成π形滤波。V_{o2}的整流滤波由VD_6、L_4、C_{12}及负电压输出三端稳压块IC_3所组成。3只二极管采用肖特基二极管。要求二极管的工作电流大，反向恢复时间$t_{rr}<10ns$，而正向导通电压仅为0.4V。由于采用全波整流，电路的输出电流可达16A，留有充足的裕量。

5）保护电路。由VT_2、R_5、R_6及VD_3、R_9组成过电流保护电路。正常工作时，流经R_5、R_6的电流所产生的电压降不能使VT_2导通，处于截止状态。当负载过大或负载短路时，流经R_5、R_6的电流升高、电压降加大，使VT_2导通，使R_{12}产生0.7V的压降送到IC_2的4脚，促使IC_2内部停止振荡，电路工作停止，达到过电流保护的目的。欠电压保护由R_3、

R_4 及晶体管 VT_1 组成。工作电压正常时，VT_1 处于截止状态，这时基极电压大于 0.8V，当输入电压低于 36V 时，VT_1 的基极电压低于 0.8V，VT_1 导通、IC_2 的 1 脚反相输入端电压下降，片内振荡器工作停止，起到输入低压保护的作用。由 R_1、IC_1、VTH、C_6 组成输入过电压保护电路，当输入电压超过设定值时，三端稳压块也将过电压运行，使 VS_2 反向击穿，晶闸管的门极电压升高，促使晶闸管的阴极和阳极导通，引发 IC_2 的 15 脚电位急剧下降，片内基准源向各级提供的电压得不到支持而停止工作，达到过电压输入保护。调整电阻 R_1 的阻值，便可调整输入最高电压数值。MB 是自动恢复开关，它的阻值只有 0.05Ω，工作电流可达 10A，当输出端发生短路时，聚合物导电链因电流过大发生断裂使输出线断开，保护了电路，当故障排除后很快恢复到低电阻状态，功能自动恢复。

第 6 章

单片开关电源电路设计



单片开关电源是在1996年推出的单片集成开关电路，被誉为“顶级开关电源”。它具有单片集成化、最简单的外围电路、最佳的性能指标、能完全实现电气隔离等特点。该产品具有强大的生命力和很好的经济效益，为高效、新型开关电源的推广和普及创造了良好的条件。目前生产的单片开关电源主要有TOPSwitch、TOPSwitch-Ⅱ、TinySwitch、Switch-FX、Switch-GX等，均为美国IP公司的产品。根据引出端的数量，单片开关电源可划分成三端、四端、五端、六端多种系列。

6.1 恒压/恒流式TOP227Y三端单片开关电源

TOP227Y属于TOPSwitch-Ⅱ系列，是新型、高效、低成本的电源芯片。电源常用于笔记本电脑、电视机、DVD和VCD、录像机等。

6.1.1 TOP227Y性能特点

1）将脉宽调制（PWM）控制系统的全部功能集成到三端芯片中，内含脉宽调制电路、功率开关场效应晶体管（MOSFET）、自动偏置电路、保护电路、高压启动电路和环路补偿电路。通过高频变压器使输出端与电网完全隔离，真正实现了无工频变压器，实现了开关电源单片集成化，使用安全可靠。在电路结构上由于采用COMS电路，使电源功耗显著降低。它不需要接大功率过电流检测电阻和功率驱动电路，外部也不必提供启动时的偏置电流。

2）单片三端开关电源属于漏极开路输出并且利用电流来线性调节占空比的AC/DC电源转换器，即电流控制型开关电源，控制方式简便，调节灵活。

3）输入交流电压和频率范围极宽。作固定电压输入时可选110/230V交流电，允许变化±15%；在宽范围输入电压时，适配85～265V全球通用电源。电源的频率范围是47～440Hz，其电压调整率$S_V=\pm0.7\%$，负载调整率$S_I=\pm1.1\%$。若采用光耦合器和精密稳压源TL431构成外部误差放大器，则S_V、S_I可以达到$\pm0.2\%$，电源品质得到了进一步提高。

4）TOP227只有3个引出脚，可以与三端线性集成稳压器的外貌相媲美，能以最简单的结构方式构成无工频变压器的反激式开关电源。这种电路能完成多种控制、偏置及保护功能。它的输出控制端属于多功能引出端，实现一脚多用。它在连续和不连续两种不同模式下都有应用的价值，能构成大小功率各异的、用途广泛的各种普通型或精密型开关电源。

5）外围电路简单，所用元器件很少，成本较低。外部仅接低通滤波器、整流滤波器、高频变压器、反馈电路和输出整流电路。开关电源的工作频率一般为100kHz，可在80～120kHz范围内正常工作；占空比调节范围是1.7%～67%，比一般反激式开关电源的占空比大许多。

6）电源效率高。三端开关电源将很多功能集成在一起，功能多，功耗低，电源效率可达到90%，被誉为节能电源；具有保护功能，实现无工频变压器隔离安全电源；电源稳定性好、纹波电压低、体积小是这种电源的特点。

7）采用TOP227Y制作的开关电源能降低电磁干扰（EMI）。同时，对电网的传导噪声干扰有一定的防护能力和抑制能力。芯片的工作温度是0～70℃。

6.1.2 TOP227Y恒流恒压工作原理

图6-1所示为恒流、恒压LED驱动电源的原理图。它采用一片TOP227Y型单片开关电源（IC_1），配TL431A精密稳压源及PC817A型线性光耦合器（IC_2）。230V交流输入电压经由C_1～C_3、L_1组成的EMI低通滤波器、整流桥UR和输入滤波电容C_4得到大约为325V的脉动直流高压V_1，再通过一次绕组接到TOP227Y的漏极。R_2是电容C_4的泄放电阻，防止电路在断电瞬间电容C_4的高压对IC_1造成冲击，C_4中所存储的电能对电路测量维修不利。在交流电进入电路前由EMI低通滤波，以防止20MHz以下的电磁干扰和电源进线的传导干扰。RT是热敏电阻，超过温保护的作用，RT的选用非常重要，否则将使功耗增加，RT的作用使C_3、C_{15}在放电时将电流旁路，避免L、N进线带电。IC_1在高频工作期间，高频变压器一次绕组因漏感会产生尖峰电压，利用VD_1、R_3、C_5组成尖峰电压钳位电路，它与VS_1～VS_3一起，对MOSFET开关管电压VD_S进行分压钳位，以保护IC_1不受损坏。二次绕组电压经VD_2、VD_3整流、C_{10}滤波后，再通过L_2、C_9滤波后，获得7.5V直流电压输出，VD_2、VD_3是一只共阴极的肖特基二极管，反向恢复时间只有10ns。反馈绕组的输出电压经VD_4、C_7整流滤波后得到25V的反馈电压，经R_5限流为光耦合器IC_2的光敏晶体管提供电源。C_6是旁路电容，与R_6一起兼作频率补偿并决定自动重启频率，R_6又为反馈绕组的假负载，限制反馈电压的升高。

TOP227Y电路有两个控制环路：电压控制环路和电流控制环路。电压控制环路由VS_4和IC_2组成。它的作用是：当输出电流较小时，电路控制在恒压输出模式，这时稳压二极管VS_4有电流通过，输出电压由稳压二极管的稳压值和光耦合器中的发光二极管正向压降所决定。电流控制环则由VT_1、VT_2、电流检测电阻R_{11}、光耦合器IC_2、电阻R_9、R_7、R_8、R_{12}和电容C_{10}组成。图中R_{11}检测输出电流值。R_7、R_8分别用来设置VT_1、VT_2的集电极电流值。R_7决定电流控制环的直流放大倍数。C_{10}是频率补偿电容，防止产生自激振荡。在启动时，瞬态峰值电压使VT_2导通，R_{12}对发射极电流进行限制。R_9的作用是将VT_2的导通电流经VT_1旁路掉，使电流不经过R_{10}进入IC_2的发光二极管。电流控制环的工作过程是：当输出电流I_o接近1A电流时，$V_{R4}\uparrow\rightarrow VT_2$导通$\rightarrow V_{R8}\uparrow\rightarrow VT_1$导通$\rightarrow I_{C1}\uparrow$，使光耦合器发光二极管亮度增加，迫使占空比$D$下降，促使输出电压$V_o$下降。由于$V_o$的下降，$V_{DZ1}$不被击穿，它没有电流通过，因此，这时电压控制环开路，驱动电源转入恒流模式。

该电源既可以工作在7.5V的稳压输出状态，又能在1A受控电流下工作，恒流输出的准确率为5%。当输入电压为85～265V时，交流输出电压变化很小，当输出电流$I_o=0.98A$时，电流控制环不起作用，但一次电流仍受TOP227Y的最大电流的限制，这时V_{R8}上升，通过VT_2、VT_1使光耦合器电流快速下降，迫使TOP227Y进入自动重启状态。这说明，当电流控制环失控时，电路会立即从恒流模式转入自动重启状态，将输出电流I_o拉下来，起着过电流保护的作用。

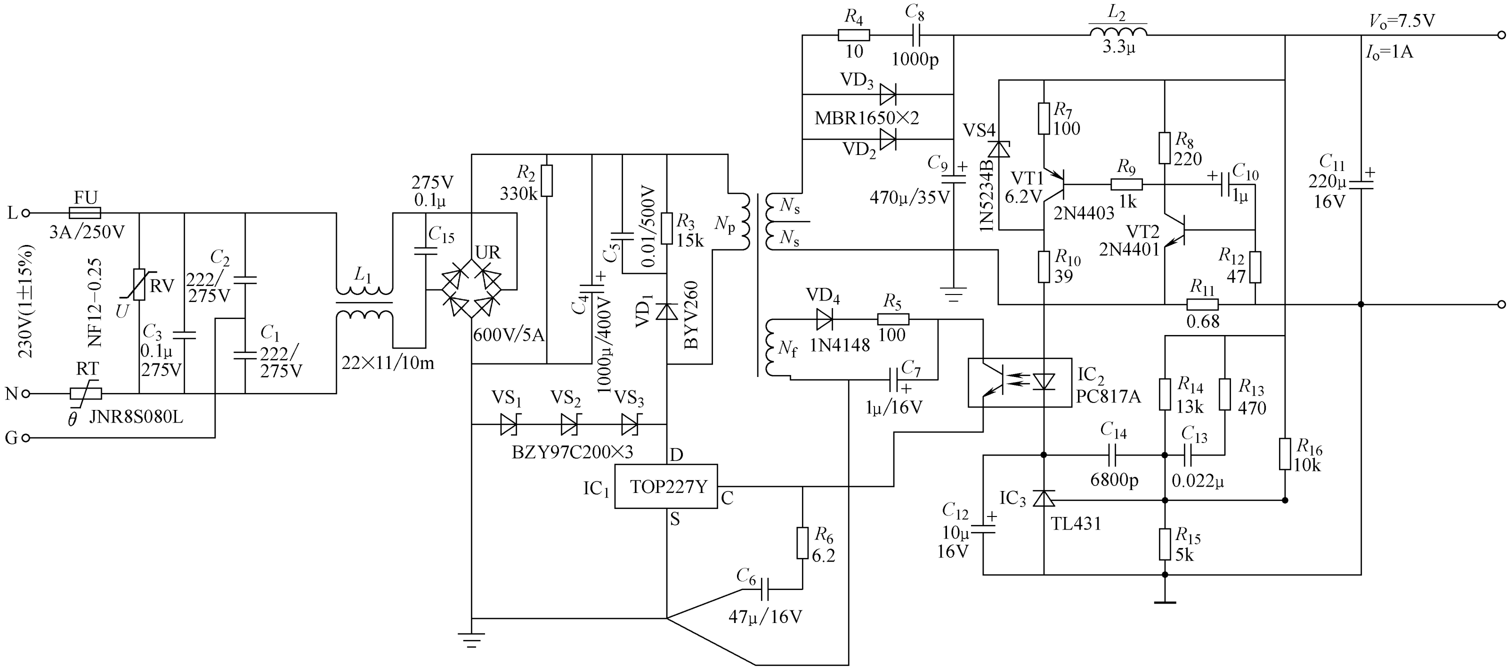


图 6-1 恒流恒压 TOP227Y 开关电源原理图

6.1.3 TOP227Y 恒功率电路设计

（1）电流控制回路设计

电流控制回路由 VT_1、VT_2、R_{10}、R_{11}、R_9、R_8、R_{12}、C_{10}和 IC_2 等组成。下面将介绍输出电流的期望值。R_{12}是 VT_2 的基极偏置电阻，因基极电流很小，而 R_{11}上的电流很大，所以 VT_2 的发射极压降 V_{BE2}全部落在 R_{11}上。

设 $V_{BE2}=0.7V$，当室温上升 20℃时，温度系数 $\alpha_t=-2.1mV/℃$，则

$$R_{11}=\frac{V_{BE2}}{I_o}=\frac{0.7V}{1A}=0.7\Omega\text{，取 }0.68\Omega$$

$$I'_o=\frac{V_{BE2}-\alpha'_t\Delta T}{R_{11}}=\frac{0.7V-2.1\times 20\times 10^{-3}V}{0.68\Omega}=0.97A$$

恒流的准确度为 $$r=\frac{I'_o-I^*_o}{I_o}\times 100\%=\frac{0.97-1}{1}\times 100\%=-3\%$$

计算结果与设计指标相吻合。

（2）电压控制回路设计

恒压输出电压由下式确定：

$$V_o=V_{Z1}+V_F+V_{R10}=V_{Z1}+V_F+I_{R10}R_{10}$$

式中，$V_{Z1}=6.2V$，$V_F=1.2V$。令 R_{10}上的电流为 I_{R10}，VT_1 集电极上的电流为 I_{C1}，光耦合器上的电流为 I_F，显然 $I_{R10}=I_{C1}=I_F$。这 3 个参量随输入电压（V_I）、输出电流 I_o 以及电流传输比（CTR）的变化而变化。TOP227Y 的控制电流 I_C 的变化范围从 2.5mA（对应于最大占空比 D_{max}）到 6.5mA（对应于最小占空比 D_{min}），现取中间值 $I_C=4.5mA$，则有

$$I_{R11}=\frac{I_C}{CTR}$$

现取 CTR=120%～160%的中间值 140%。将 $I_C=4.5mA$，CTR=140%代入上式，得到 $I_{R11}=4.5mA/1.4=3.21mA$。令 $R_{10}=39\Omega$，则 $V_{R10}=3.21\times 10^{-3}A\times 39\Omega=0.125V$。所以输出电压

$$V_o=V_{Z1}+V_F+V_{R10}=6.2V+1.2V+0.125V=7.525V\approx 7.53V$$

（3）反馈电压的计算

反馈电压的计算包括两个内容：①在恒流模式下计算反馈绕组的匝数 N_F。要在恒流模式下计算反馈绕组的匝数，是因为在恒流时，输出电压 V_o 和反馈电压 V_{FB}都在快速降低。V_o 仅为 2V，只有 V_{FB}足够高时，才能进入恒流区正常工作；②在恒流模式下，计算反馈电压 V_{FB}。当 $V_o=7.5V$ 时，V_{FB}也会达到最大值，只有算出 V_{FB}值，才能为选择光耦合器的耐压值提供依据。反馈电压由下式计算：

$$V_{FB}=(V_o+V_{F4}+I_oR_{11})\cdot\frac{N_F}{N_S}-V_{F3}$$

式中，V_{F4}和 V_{F3}分别为 VD_4 和 VD_3 的正向导通电压降，N_S 为二次绕组的匝数。由上式可推导出：

$$N_F=\frac{V_{FB}+V_{F3}}{V_o+V_{F4}+I_oR_{11}}\cdot N_S$$

在恒流模式下，当负载加重（即负载电阻减小）时，V_o 和 V_{FB}会自动降低，以维持恒流输出。为了使开关电源从恒流模式转换到自动重新启动状态，能给 TOP227Y 提供合适的

偏压，要求 V_{FB}至少比恒流模式下控制电压的最大值高出 3V。假设 $V_F=9V$，$V_o=V_{omin}=2V$，$V_{F4}=0.6V$，$V_{F3}=1V$，$R_{11}=0.68\Omega$，$N_S=12$ 匝，代入上式，计算出反馈绕组匝数 N_F：

$$N_F=\frac{(9+1)\times 12}{2+0.6+2.0\times 0.68}=30.3\approx 30$$

在恒流模式下，$V_o=7.5V$，最大输出电流 $I_o=1.03A$ 代入上述公式求出 V_{FB}：

$$V_{FB}=(V_o+V_{F4}+I_oR_{11})\cdot\frac{N_F}{N_S}-V_{F3}=(7.5+0.6+1.03\times 0.68)\times\frac{30}{12}-1=22.0V$$

这就是反馈电压的额定值，选择光耦合器时，光敏晶体管的反向击穿电压必须大于 20.0V，图 6-1 中所用的 PC817A 的反向击穿电压为 35V，完全满足需要，是安全的。该电路在恒功率失调情况下，还设计有精密稳压负反馈控制的脉宽平衡调制系统，为确保 LED 驱动安全又设置了一道安全屏障。下面计算输出反馈电阻 R_{16}：

反馈电流 $I_F=V_{REF}/R_{15}=2.5V/5\times 10^3\Omega=500\mu A$

$$R_{16}=\frac{V_o-V_{REF}}{I_F\times 10^{-6}}=\frac{7.5V-2.5V}{500\times 10^{-6}A}=10k\Omega$$

电路图中的 R_{15}、R_{16}及 R_{11}选用精密金属膜电阻。

6.1.4 TOP227Y 内部结构

TOP227Y 属于 TOPSwitch-D 系列产品，它的内部电路框图如图 6-2 所示。

该电路主要包括以下几部分：控制电压源、带隙基准电压源、高压电流源、振荡器、并联调整器/误差放大器、脉宽调制（PWM）比较器、过电流保护电路、过热保护及上电复位电路、关断/自动启动电路、门驱动级和输出级。图中 Z_C 为控制端的动态阻抗，R_{FB}是误差电压检测电阻，R_A 与 C_A 构成截止频率为 7kHz 的低通滤波器。TOP227Y 的基本工作原理是利用反馈电流 I_{FB}来调节占空比 D，达到稳压的目的。下面分别介绍各单元电路的工作原理。

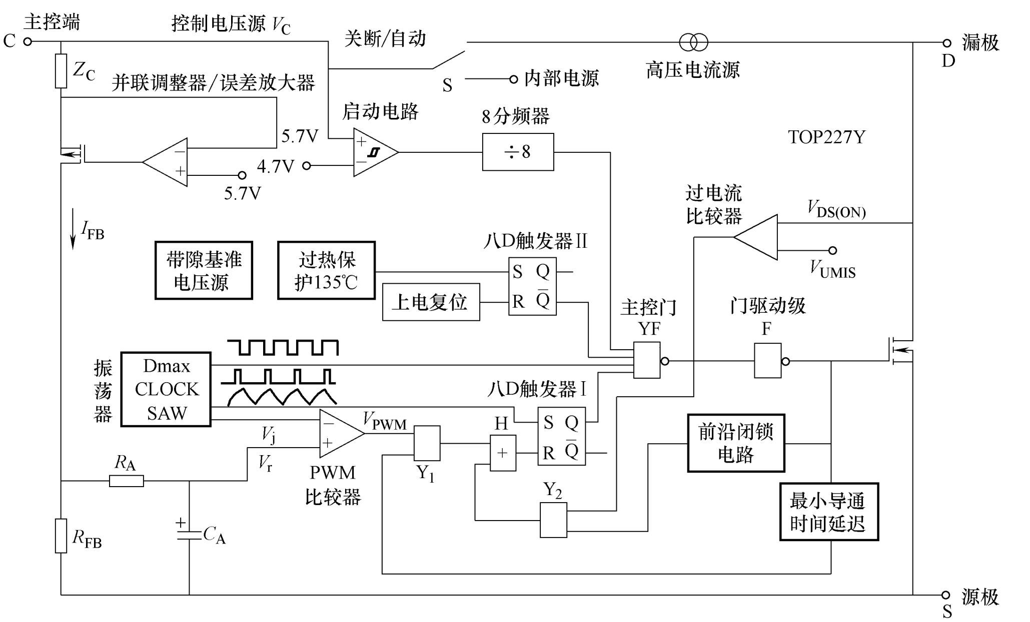


图 6-2 TOP227Y 的内部电路框图

（1）控制电压源

从图 6-2 可知，控制电压 V_C 向并联调整器和门驱动级提供偏置电压，而它的控制电流 I_C 则对占空比起调节作用。在 CS 极间接一只 47μF 的补偿电容 C_6 可为门驱动级供给直流电，并且由它决定自动启动频率和启动时间，同时控制环路进行电流补偿。V_C 有两种工作模式：一种是滞后控制，用于电路启动和输出过载两种情况，它的控制形式是延时控制；另一种是并联调节，都是用于分离误差信号与控制的高压电流源。自动启动电路中的比较器具有滞后特性，通过控制高压电流源的通断使 V_C 在 4.7 ~ 5.7V 范围内。电路刚启动时，由高压电流源提供控制电流 I_C 对 C_T（在芯片外部，图 6-2 中未画出）充电。当控制电压 V_C 达到 5.7V 时，高压电流源被关闭，脉宽调制器和功率 MOS 管开始工作，控制电流 I_C 改为向反馈电路提供电流。动态电阻 Z_C 与外部阻容元件共同决定电路控制环路的运行状况和补偿特性。

（2）带隙基准电压源

带隙基准电压源除向内部各回路提供基准电压之外，还产生一个具有温度补偿作用并可调整的电流源，用来精确设定振荡频率和门驱动级的电流。

（3）高压电流源

电路在启动或滞后调节模式下，高压电流源经过电子开关 S 给内部电路提供偏置电压，并且对 C_T 进行充电。电源正常工作时，S 改接内部电源，将高压电流源关断。

（4）振荡器

单片内部振荡电容在所设定的上、下阈值电压 V_H、V_L 之间保证周期性的线性充、放电时间，便产生了受到控制的脉宽调制所需要的锯齿波；与此同时，还产生最大占空比信号（D_{max}）和时钟信号（CLOCK）。为防止电磁干扰，提高电源效率，振荡频率（即开关频率）设计为 100kHz，通过调节基准电流可控制开关高频率的准确度。需要指出，对于 TOP227Y 系列而言，定义漏极脉宽调制信号中的开通电平时间 t 与周期 T 的百分比为占空比 D，即 $D=\frac{t}{T}\times100\%$。其最小典型值 $D_{min}=1.7\%$，最大典型值 $D_{max}=67\%$，在这个范围内，占空比 D 是成线性调制的。

（5）并联调整器/误差放大器

并联调整器的作用是，当加到控制端的反馈电流超过设定电流值时，就通过并联调整器进行分流，确保控制电压不超过 5.7V。误差放大器的增益由控制端的动态电阻 Z_C 来设定。Z_C 的变化范围是 10 ~ 20Ω，典型值为 15Ω。误差放大器的同相输入端接 5.7V 基准电压，作为参考电压；输出端接一只 P 沟道场效应晶体管，起缓冲放大作用。控制电压 V_C 经过 Z_C、P 沟道场效应晶体管和电阻 R_{FB}分压后，获得反馈电压 V_{FB}并加至误差放大器的反相输入端。误差放大器对反馈电压 V_{FB}与 5.7V 基准电压进行比较之后，输出误差电流 I_r。I_r 流过电阻 R_{FB}时，就在其上形成了误差电压 V_r，V_r 去调节脉冲占空比。控制电流 I_C 可以直接从反馈电路上获取电压并接到光耦合反馈电路上，由光耦合器输出，取得控制电流并实现光隔离的技术要求，还能提高电路的控制灵敏度。

（6）脉宽调制器

脉宽调制器是开关电源中最基础、最重要的技术之一，TOP227Y 采用电流控制反馈式控制方式。它具有以下两层含义：

第一，通过改变控制电流 I_C 的大小，能连续调节脉冲占空比，实现脉宽调制（PWM）。D 与 I_C 呈线性关系，特性曲线如图 6-3 所示。从图中可以清楚地看出：控制电流 I_C 在 2.0 ~ 6.0mA 范围内，与 D 呈反比线性关系，当 I_C 增大时 D 减小，反之当 I_C 减小时 D 增大。比例系数就是曲线的斜率，也是脉宽调制器的增益，$K = -16\%/\text{mA}$，因此占空比由下式确定：

$$D = KI_C = -(16\%/\text{mA})I_C$$

式中的负号表示反比。

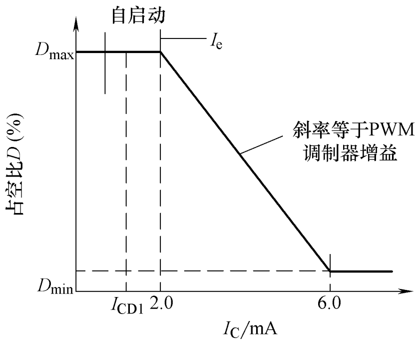


图 6-3　占空比与控制电流的关系

最大占空比信号（D_{max}）直接加到主控门 YF 的第一个输入端。

第二，误差放大器输出电压 V_r 经 R_A、C_A 组成的截止频率为 7kHz 的低通滤波器处理后，去掉开关噪声电压并加到 PWM 比较器的同相输入端，再与锯齿波电压 V_j 进行比较，产生脉宽调制信号 V_{PWM}。V_{PWM} 通过与门 Y_1、或门 H 之后，可将八 D 触发器 Ⅰ 置零，使 $Q = 0$，把 MOSFET 关断；而时钟信号再把八 D 触发器 Ⅰ 置位，使 $Q = 1$，又使 MOSFET 导通，从而实现了脉宽调制信号和时钟信号的相互作用，促使 PWM 功能转换输出。在这里，时钟信号在转换过程中起到同步的作用。

由此可知，控制端电压 V_C 用来提供偏压，控制端电流 I_C 则用于调节占空比，以此来调节输出脉冲宽度。TOP227Y 是电流控制型 PWM 开关电源，采用固定开关频率（100kHz）而占空比可调的工作方式。这种工作方式调制灵活，占空比调节范围大，使得输入交流电压在宽带变化的条件之下，而输出电压依然恒定。

（7）过电流保护电路

该电路利用 MOSFET 的漏—源导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 来代替外部过电流检测电阻 R_S。当输出电流 I_o 越值（即 MOSFET 的导通电压大于阈值电压）时，片内比较器就发生翻转，输出信号变成高电压。此电压经过与门 Y_1、或门 H 将八 D 触发器 Ⅰ 置零，使 MOSFET 关断，起到过电流保护作用。TOP221Y ~ TOP227Y 的结构设计可以不用外部大功率过电流检测电阻，这样既省掉了外围元器件，又降低了电源功耗。另外，还对反相输入端极限电压采取了温度补偿措施，以消除因 $R_{DS(ON)}$ 随温度变化而引起 I_D 的波动。TOPSwitch-Ⅱ的极限电流典型值、最小值和最大值见表 6-1。

表 6-1　TOPSwitch-Ⅱ的极限电流典型值、最小值和最大值

型号	TOP221Y/P	TOP222Y/P	TOP223Y/P	TOP224Y/P	TOP225Y	TOP226Y	TOP227Y
I_{LIMIT}/A	0.25	0.50	1.00	1.50	2.00	2.50	3.00
$I_{LIMIT(min)}$/A	0.23	0.45	0.90	1.35	1.80	2.25	2.70
$I_{LIMIT(max)}$/A	0.28	0.55	1.10	1.65	2.20	2.75	3.30

每一种开关电源设计，都要限制最大输出功率 P_{om}（$P_{om} = I_{om}V_o$），为的是保证电源长期使用安全。

举例来说，对于 TOP224Y/P，$I_{LIMIT} = 1.50\text{A}$，在 85 ~ 265V 宽交流电压范围内，$P_{om} = 20\text{W}$。此时选出 15V/1.33A 或者 10V/2A，最大输出功率均为 20W，而后者 $I_{om} > I_{LIMIT}$。2A

的输出电流是不能接受的。

此外，芯片还具有初始输入电流限制功能。刚通电时，应将整流后的直流电流限制在 $0.6I_{LIMIT}$。利用前沿闭锁电路的作用，在 MOSFET 刚导通时，将电流比较输出的上升沿封锁 180ns，使输入脉冲得到延缓。这样可以避免一次电感和二次整流管在反向恢复时间未结束时产生峰值电流而导致开关脉冲提前结束，出现非矩形失真。

（8）过热保护电路

TOPSwitch-Ⅱ正常时在 110℃以下的温度下工作，如果芯片结温 $T_j > 135$℃时，过热保护电路就输出高电平，将八 D 触发器Ⅱ置位，$Q=1$，$\overline{Q}=0$，主控门关断输出级。此时，V_C 进入滞后调节模式，控制电压 V_C 也变成幅度为 4.7～5.7V 的锯齿波。若要重新启动电路，需断电后再接通电源上电复位，或者将 V_C 降至 3.3V 以下达到 $V_{C(RESET)}$ 值，再利用上电复位电路将八 D 触发器Ⅱ置零，$Q=0$，$\overline{Q}=1$，使 MOSFET 恢复工作。

（9）关断/自动启动电路

芯片的关断/自动启动电路一般处于“休眠”状态，一旦调节失控，关断/自动启动电路立即进入导通状态，芯片在 5% 占空比下运行，同时切断从外部流入控制端的电流 I_C，V_C 再次进入滞后调节模式。V_C 控制电压也变为具有一定幅值的锯齿波。假如故障已排除，V_C 又回到并联调整模式，自动重新启动，电源恢复正常工作。

（10）门驱动级和输出级

门驱动级是该芯片的最后一道工作程序，对决定芯片的放大能力和耐压能力具有重要意义。门驱动级所使用的材料一般是 N 沟道场效应晶体管。在主控门的控制之下，门驱动级按规定的开关工作频率（100kHz）不失真地传递脉冲驱动信号。驱动管的漏—源极间导通电阻是决定该芯片的结温和工作效率的重要参数。当 $V_{DS}=560$V，环境温度 $T_A=125$℃时，驱动 MOS 管的漏—源极间的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 为 25.7Ω，关断电流 I_{DSS} 为 250μA，MOSFET 的漏—源击穿电压 $V_{(BR)DS} \geq 700$V，因此 TOP227Y 系列的使用电压不能超过 700V，否则将对电源产生危险。

6.2 恒功率模式 TOP204Y 三端单片开关电源

6.2.1 TOP204Y 电路工作原理

TOP204Y 结构简单，使用安全可靠，由于采用 CMOS 电路电源的功耗很低，效率可达 90%。TOP204Y 利用反馈电流 I_C 来调节占空比 D，达到稳定电压目的。由于电路简单，所以制作成本低廉。电路采用控制单片来降低开关电源所产生的电磁干扰。图 6-4 是输出功率 30W 的三端单片原理图。

85～265V 的交流输入电压，经 UR 桥式整流、C_1 滤波产生 120～375V 的直流脉动电压，此电压经 VS_1 和 VD_1 钳位网络吸收，将漏感所产生的尖峰电压吸收和抑制，该网络吸收回路尤其对振铃电压、交流电网出现的浪涌电压、火花放电瞬间干扰窜进电压都具有很强的削除抑制作用。

三端单片开关电源属于脉冲宽度调制，输出电压 V_o 经电阻 R_4 限流取出一电信号与 IC_3 的基准电压比较，其差值点燃 IC_2 的发光二极管，差值越大，发光二极的亮度越大，IC_2 的

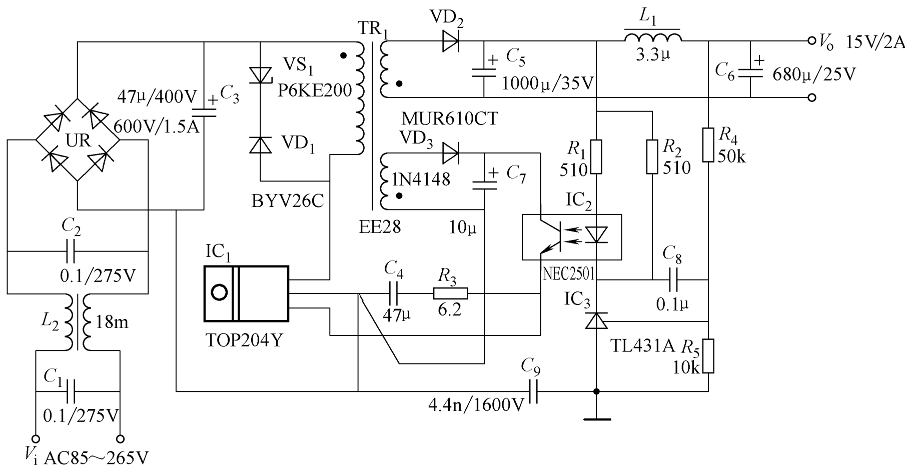


图 6-4　高效率能自动启动的 TOP204Y 三端单片开关电源原理图

接收晶体管的电流越高，发光电流经 IC_1 片内比较器调制触发脉冲加宽，加宽了的脉冲由主控门控制经漏极输出，使高频变压器 TR_1 的一次绕组励磁时间加长，由一次绕组感应到二次绕组的电压升高，升高的二次电压经 VD_2 整流，C_5、L_1、C_6 所组成的 π 形滤波电路滤波，直流电压 V_o 给负载提供足够的电压。N_F 为反馈绕组，反馈绕组所产生的反馈电压进入 IC_2 的接收晶体管，为控制脉宽调制供电。C_4、R_3 为采样输入信号进行频率补偿和信号滤波。R_4、R_5 是信号采样分压电阻，输出电压的高低由 R_4、R_5 决定。

6.2.2　TOP204Y 电路设计要求

1. 网络尖峰电压吸收电路

高频变压器的漏感是由片内的开关管和高频变压器相互耦合产生的，漏感是产生尖峰电压的主要原因，常常因为尖峰电压和 PCB 的布置不合理使 TOP204Y 烧毁，因此对网络吸收回路的设计有四种方法：①由瞬变电压抑制二极管和超快恢复二极管组成的钳位电路。这种方法结构简单，效果也很好；②由阻容元件和超快速恢复二极管构成的吸收电路，这种方法使用元器件少，成本低；③由瞬变电压抑制器和硅整流二极管构成的钳位电路，必须注意的是硅整流二极管应是快恢复二极管；④由阻容元件和硅整流二极管构成的钳位吸收电路，这种电路效果最差。

2. 反馈电路

反馈是开关电源保持输出电压稳定的最有效的环节，反馈电路必须设计有光耦合器和精密稳压源，由它构成外部误差放大器来提高电压调整率和电流调整率，否则瞬态反应慢、灵敏度差。

3. 滤波电路

滤波电路在开关电源电路里有两部分，一部分是交流电压输入的低通滤波电路，它主要任务是阻止电源所产生的噪声通过输入导线向电网和其他电子设备输出，形成传导干扰；另一部分是高频变压器的二次绕组经整流滤波向负载输出纹波电流很低的直流电，这两部分滤波电路都是必不可少的。

4. 芯片散热设计

芯片散热设计对于降低损耗、提高电源效率是很重要的一环。在提高效率方面只重视元器件的选用和变压器的计算是不够的，要注意电源个别元器件的发热量，整个电源往往由于电源热量太高而不能正常运行甚至烧毁。

6.2.3 高频变压器设计方法 1

根据输出功率和表 3-1 选用 $V_{Bmin}=85\times1.1\times\sqrt{2}V=132.21V$，$V_{Bmax}=265\times0.7\times\sqrt{2}=262.39V$。设工作频率为 100kHz。

1. 计算占空比 D_{min}、D_{max}

$$D_{max}=V_{OR}/(V_{OR}+V_{i(min)}-V_{DS(on)})=135/(135+90-10)=0.628$$

$$D_{min}=V_{i(min)}/(V_{OR}+V_{i(min)}-V_{DS(on)})=90/(135+90-10)=0.419$$

2. 计算输入输出功率

$$P_o=V_oI_o=15\times2W=30W$$

$$P_i=P_o/\eta=30/0.88W=34.09W$$

3. 计算一次线圈峰值电流 I_{PK}

$$I_{PK}=I_{po}/D_{min}=P_i/(V_{Bmin}D_{min})=34.09/(132.21\times0.419)A=0.615A$$

4. 计算变压器一次线圈电感 L_P

$$L_P=V_{Bmax}D_{min}\times10/I_{PK}=262.39\times0.419\times10/0.615\mu H=1.788mH$$

5. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

根据电源工作频率和输入功率选用 EE25，$A_e=42mm^2$，磁心的磁感应强度在温度 100℃时为 360mT，磁感应强度变化范围为 60%，$\Delta B=360mT\times60\%=216mT$。

$$N_P=V_{Bmax}D_{min}\times10/(A_e\Delta B)=262.39\times0.419\times10/(42\times0.216)=121.2\approx121$$

6. 计算变压器二次绕组匝数和反馈绕组匝数

设电感压降 $V_L=0.3V$，整流二极管压降 $V_D=0.4V$，计算每匝数线圈所承受电压：

$$n=\frac{V_{Bmax}}{N_P}=\frac{262.39}{121}V/匝=2.169V/匝$$

$$V_S=(V_o+V_L+V_D)/0.707=(15+0.3+0.4)/0.707V=22.207V$$

$$V_F=(V_{FO}+V_D)/0.707=(12+0.4)/0.707V=17.539V$$

$$N_S=V_S/n=22.207/2.169=10.2\approx10$$

$$N_F=V_F/n=17.539/2.169=8.1\approx8$$

7. 计算磁心气隙 δ

$$\delta=4\pi\times10^{-7}N_P^2A_e/L_P=4\times3.14\times10^{-7}\times121^2\times42/1.788mm=0.432mm$$

6.2.4 高频变压器设计方法 2

1. 计算一次绕组峰值电流 I_{PK}

$$I_{PK}=2P_o/(V_{Bmax}D_{min}\eta)=2\times30/(262.39\times0.419\times0.88)A=0.62A$$

2. 计算一次电感 L_P

$$L_P=V_{Bmax}^2D_{min}/(P_oI_{PK}\eta)=262.39^2\times0.419/(0.88\times30\times0.615)\mu H=1.777mH$$

3. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P = L_P I_{PK} / (\Delta B A_e \times 10^{-3}) = 1.777 \times 0.615 / (0.216 \times 42 \times 10^{-3}) = 120$$

4. 计算变压器磁心气隙 δ

$$\delta = 0.4\pi L_P I_{PK}^2 / (\Delta B^2 A_e) = 0.4 \times 3.14 \times 1.777 \times 0.615^2 / (0.216^2 \times 42)\text{mm} = 0.431\text{mm}$$

6.2.5　高频变压器设计方法 3

1. 计算一次峰值电流 I_{PK}

$$I_{po} = P_i / V_{i(min)} = 34.09/132.21\text{A} = 0.258\text{A}$$

$$I_{PK} = I_{po} / [(1 - 0.6K_{RP})D_{max}]$$

式中，K_{RP}为一次纹波电流 I_R 与一次峰值电流 I_P 的比例系数，对于小功率，$K_{RP} = 0.55$。

$$I_{PK} = 0.258/[(1 - 0.6 \times 0.55) \times 0.628]\text{A} = 0.613\text{A}$$

2. 计算高频变压器一次线圈电感量 L_P

设 Z 为损耗分配系数，$Z = 0.5$。

$$L_P = \frac{10^6 P_o Z(1 + D_{min})}{I_{PK}{}^2 K_{RP}\left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) f\eta} = \frac{10^6 \times 30 \times 0.5 \times (1 + 0.419)}{0.613^2 \times 0.55 \times \left(1 - \frac{0.55}{2}\right) \times 100 \times 10^3 \times 0.88}\mu\text{H} = 1.614\text{mH}$$

3. 计算变压器匝数

首先计算二次绕组和反馈绕组匝数，取 n'的值为 0.45 匝/V，则

$$N_S = V_S n' = 22.207 \times 0.45 = 10$$

$$N_F = V_F n' = 17.539 \times 0.45 = 8$$

再计算一次绕组匝数 $N_P = N_S \cdot \frac{V_{Bmax}}{V_S} = 10 \times 262.39/22.207 = 118$

三种计算其结果基本一致，目的是打破一些常规，只要是有利于设计进度和准确性，各种方法都可以试试，因为影响这些参数的原因太多。

6.3　高效率自动调节的 TNY279P 四端单片开关电源

TNY279P 是美国 PI 公司推出的 Tiny switch—Ⅲ系列第三代微型开关电源。该系列产品包括 TNY274P ~ TNY280P、TNY274G ~ TNY280G 等共 14 种类型。

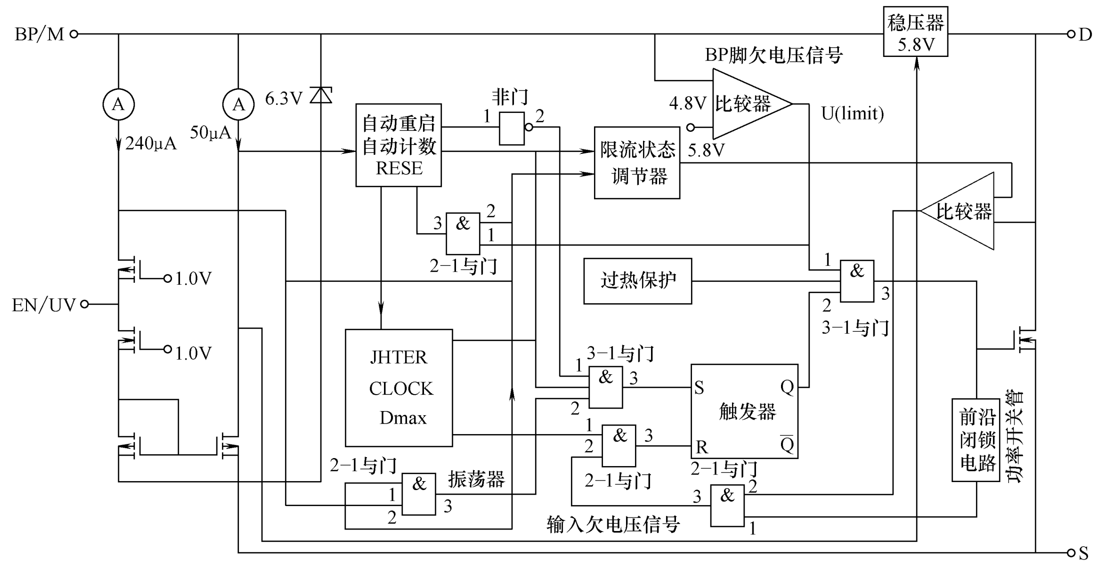
6.3.1　Tiny switch—Ⅲ系列产品性能特点

该系列产品的最大输出功率为 36.5W。选择 BP/M 端的电容量，可从外部设定内部漏极的极限电流，每种型号有 3 种不同极限电流值可供选用。当相近型号进行替换时，不需重新设计变压器，也不用对外围元器件进行改变。传统的 PWM 调制的开关电源其效率随负载的变化而变化，而Ⅲ型四端单片则采用开关控制，负载的改变不会影响电源效率，这样电源在空载或待机时，其功耗低于 150mW，满足国际标准要求。研发人员为了获取更高的功率，可选择较高的漏极电流，设计调试非常方便。芯片具有各种保护，包括输入欠电压保护、输出过电压保护、芯片过热保护和功率开关管自动调整导通时间等功能。

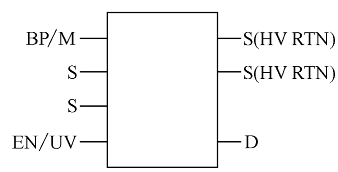
6.3.2 Tiny switch—Ⅲ系列工作原理

Tiny switch—Ⅲ系列的内部结构如图 6-5 所示，图中 S、D 脚分别为功率开关管 MOSFET 的源极和漏极（4 个源极在内部连接）。EN/UV 脚为“使能/欠电压”双能引出脚，正常情况下，通过该脚可控制 MOSFET 的导通和截止；若在该脚与直流输入电压之间连接一只外接电阻，可对输入电压进行检测。BP/M 脚为旁路多功能脚，如作旁路使用时，该脚与地（S 极）之间接入 0.1μF 的旁路电容。BP/M 脚具有多功能特性，如果改变旁路电容的容量，即可改变漏极电流的大小；该脚还能提供关断功能，具体方法是在反馈电压的输出脚与 BP/M 脚之间接一只稳压二极管，即可实现输出过电压保护。芯片内部还集成了一只耐压 700V 的 MOSFET 和一个开/关控制器，它是通过开/关控制器来调节输出电压，而不是利用 PWM 脉宽来调整输出电压。开/关控制器包括振荡器、5.85V 稳压器、6.4V 稳压管、使能检测与逻辑电路、极限电流状态、抑制过电流并进行保护和自动重启计数器等作用。

当旁路电容 $C_{BP}=0.1\mu F$ 时，极限电流为 $I_{1imit}=650mA$，当 $C_{BP}=1\mu F$ 时，$I_{1imit}=700mA$；当 $C_{BP}=10\mu F$ 时，$I_{1imit}=750mA$，它的优点是能保证相近型号之间具有良好的兼容性，能相互替换。



a) TNY279P内部结构框图（W）



b) 引脚配置排列图（W）

图 6-5 TNY279P 内部结构及引脚配置排列图

6.3.3 TNY279P 电路设计

图 6-6 所示为 Tiny switch—Ⅲ系列由 TNY279P 所设计的 PFC 无源校正的电路原理图。

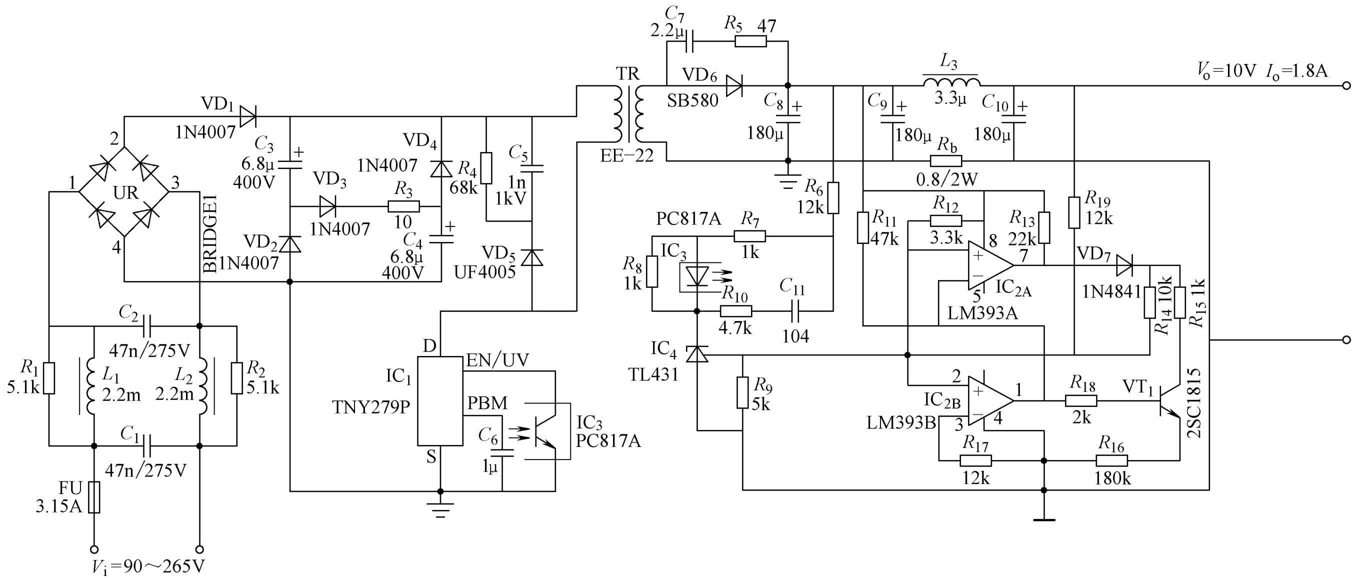


图 6-6 TNY279P 开关电源原理图

当输入交流电压在90~265V范围内变化时，电源效率将达到83%，电路共使用4块集成电路：IC_1 是功率转换用的主开关电源TNY279P，IC_2 是双运算放大器LM393A，用作恒流检测输出，IC_3（PC817A）、IC_4（TL431）组成精密调整反馈电路，使电路成为稳压恒流电源。该电路从电源进线加入由 L_1、L_2 和 R_1、R_2、C_1、C_2 所组成的EMI电路，R_1、R_2 作用是增加抑制电磁干扰能力和阻尼由电感所产生逆向电流。C_3、C_4 与 VD_2~VD_4 是无源功率因数校正电路也称“填谷电路”，降低总谐波含量，电路对于50Hz交流电流的3次、5次、7次谐波分量“填谷”有一定的作用。R_4、C_5 以及 VD_5 组成钳位电路，可限制 IC_1 的漏极电压。IC_1 采用开关周期跳跃方法和 IC_3、IC_4 精密反馈的检测来调节输出电压。电路中的 R_{10}、C_{11} 为反馈电路提供频率补偿，R_7 是PC817A的限流电阻，R_8 是稳定TL431的工作电流。当电源输出由于负载开路或短路时，PC817A的发光二极管不会出现零电流，使TL4312稳定。由 IC_4、R_8、R_9 组成恒压自动调节电路。由 R_{18}、R_{15}、R_{17} 及LM393B组成恒流输出电路，若输出电流增加时，流过 R_b 的电流跟着增加，在 R_b 上的压降跟着上升，该电压经 R_{17} 送到 IC_{2B} 的反相输入端的3脚，IC_2 的1脚输出高电平，经 R_{18} 给 VT_1 的基极提供驱动电流，使 VT_1 处于导通状态。由 VT_1、IC_{2B} 与 R_9 并联的等效电阻，降低输出电流，同时LM393B的1脚的高电平输入到LM393A的5脚反相输入端，同样使 R_{13}、R_{11} 向 IC_{2A} 的7脚提供高电平，通过 VD_7、R_{14} 加到 IC_4 的 V_{REF} 的标准电压端，此电压与原先的取样电压相加控制输出电压，以抑制输出电流的增加，稳定设置电压的输出，这就是恒流恒压基本原理。PC817A的光敏晶体管的电流从TNY279P的EN/UV脚流出，致使 IC_1 跳过开关周期，当输出电流低于设定电流极限值时，LM393B就停止对 IC_3 的驱动，IC_1 的EN/UV无电流流出，开关周期恢复正常。

6.3.4 高频变压器设计

$$输出功率\ P_o = 10 \times 1.8\text{W} = 18\text{W}$$

输入直流最低电压 $V_{i(min)}$：

$$V_{i(min)} = \sqrt{2}V_{i(min)(AC)} = \sqrt{2} \times 90\text{V} = 127\text{V}$$

输入直流最高电压 $V_{i(max)}$：

$$V_{i(max)} = \sqrt{2}V_{i(max)(AC)} = \sqrt{2} \times 265\text{V} = 374.7\text{V}$$

变压器一次最大电流 $I_{p(max)}$：

$$I_{p(max)} = \frac{P_o}{\eta V_{i(min)}} = \frac{18}{0.85 \times 127}\text{A} = 0.167\text{A}$$

设电路的工作频率 $f = 100\text{kHz}$，最大占空比为0.5，这时开关周期 $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100 \times 10^3}\text{s} = 10\mu\text{s}$，$t_{on} = DT = 0.5 \times 10\mu\text{s} = 5\mu\text{s}$。

峰值电流 I_{PK} 的计算：

$$I_{PK} = \frac{2P_o}{V_{i(min)}D_{max}\eta} = \frac{2 \times 18}{127 \times 0.5 \times 0.85}\text{A} = 0.667\text{A}$$

变压器一次电感 L_P 的计算：

根据输出功率，查表1-3选用磁心EE-25，$A_e = 36\text{mm}^2$

$$L_P=\frac{t_{on}V_{i(min)}}{I_{PK}\times10^3}=\frac{5\times127}{0.667\times10^3}\text{mH}=0.95\text{mH}$$

$$N_P=\frac{V_{i(min)}t_{on}}{B_{max}A_e}=\frac{127\times5}{0.2\times36}=88$$

变压器二次绕组匝数 N_S 的计算：

$$V_S=(V_o+V_{FM})/D=(10+0.8)\text{V}/0.5=21.6\text{V}$$

$$N_S=\frac{V_SN_P}{V_{i(min)}-2V_{DS}}=\frac{21.6\times88}{127-2\times0.4}=15$$

变压器磁心气隙的计算：

$$\delta=\frac{4\pi\times10^{-7}\cdot N_P{}^2A_e}{L_P}=\frac{12.56\times10^{-7}\times36\times88^2}{0.95}\text{mm}=0.37\text{mm}$$

变压器一次导线截面积 S_j 的计算：

$$S_j=K\frac{B_eI_{PK}}{N_P}$$

式中，K 为导线系数，取 $K=1.2$，B_e 为磁心窗口面积，$B_e=19.5\text{mm}^2$。

$$S_j=1.2\times\frac{19.5\times0.667}{88}\text{mm}^2=0.177\text{mm}^2$$

根据表 3-2，选用 AWG28。

$$D=\sqrt{\frac{4S_j}{\pi}}=\sqrt{\frac{4\times0.177}{3.14}}\text{mm}=0.475\text{mm}$$

输出滤波电容的计算：

输出滤波电容 C_8、C_9 对输出纹波电压影响较大，是高频滤波重要元件，对于反激式变换电路 L_3 可不用，输出电路存在寄生电感和串联等效电阻的影响，可由下列公式进行容量计算：

$$C_8+C_9=\frac{I_oK_i}{fV_{rip(max)}}$$

式中，$V_{rip(max)}$ 为最大纹波电压不得超过 1%，因此 $V_{rip(max)}=10000\times0.01\text{mV}=100\text{mV}$，$K_i$ 为滤波平波系数，选 2.0。

$$C_8+C_9=\frac{1.8\times2.0}{100\times10^3\times0.1}\text{F}=360\mu\text{F}$$

输出电容可选用 3 只 180μF 并联接入电路，可大大减少电容所产生的串联等效容抗和阻抗。

6.4 高效率能自动启动的 TNY256P 四端单片开关电源

TNY256P 是一种小功率、高效率、低成本微型开关电源，是美国 PI 公司于 1998 年研制的 Tiny Switch 系列产品之一，它在三端的基础上增加了一个使能端。TNY256P 四端单片电源使用方便、灵活，质优价廉，深受用户喜爱。

6.4.1 TNY256P 性能特点

1）输入电压范围宽，适用于交直流两种电源，输入电压范围是 AC 85～265V 或 DC

120～375V。

2）控制方式和外围电路简单。它采用开/关控制器代替 PWM 调制器，对输出电压进行调节。从性质上说，开/关控制器就是脉冲频率调制器（PFM），它的调节速度比 PWM 调制器快很多，对输出的纹波抑制很强，效果很好。外围元器件少，制作成本低。

3）TNY256P 所消耗电能，无论是启动或运行中都很低，电路无须反馈绕组，也不用电路补偿。对于直流电源输入不用加钳位保护电路，仅用 *RC* 吸收电路即可衰减视频噪声和辐射干扰。

4）片内包含有振荡器、稳压器、开/关调制器、功率驱动 MOS 管、欠电压、过电流、过热保护等多个回路，广泛用于手机充电器和家用待机电源。

6.4.2 TNY256P 四端电源工作原理

TNY256P 的四个引脚分别是 S—源极、D—漏极、BP—旁路端、EN—使能端，充电电流流进振荡器，振荡器调制占空比，再由控制门控制 MOS 管驱动，如图 6-7 所示。

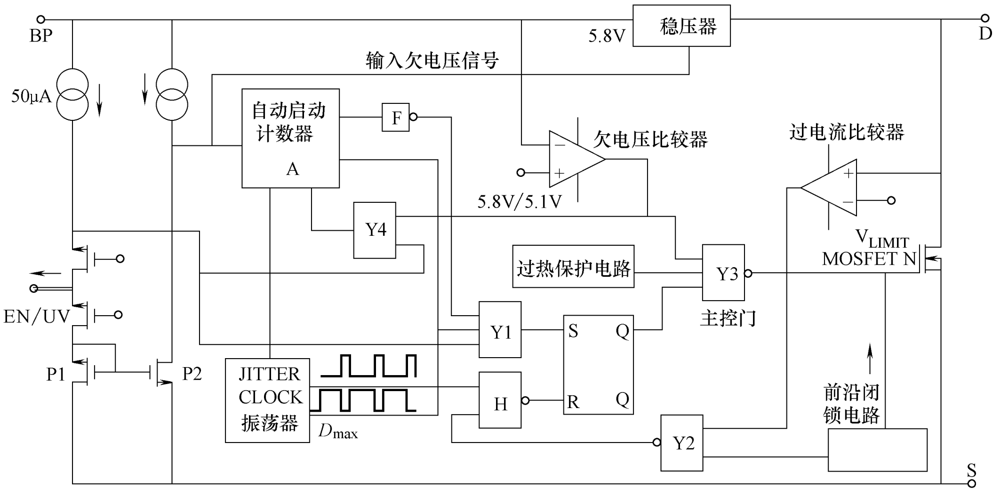


图 6-7 TNY256P 内部电路框图

1. 振荡器

片外不需加阻容元件，IC 就能振荡。振荡器产生两个信号：一个是占空比控制信号，D_{max}可达 0.68；另一个是时钟信号，作为每个周期的起始信号，设计开关频率为 44kHz。值得注意的是，开关频率不能太高，否则会增加容性开关损耗。

2. 使能端

使能端的关断电流为 10μA，有 10μA 的滞后电流。当使能端的输出电流达 50μA 时，RS 触发器复位，开关主控门关闭，MOS 管不工作，当使能端输出电流小于 40μA 时，MOS 管才可以工作。使能控制信号是从输出电压取一信号与基准电压 V_{REF}进行比较后产生的。为实现电气隔离，还应增加光耦合器，光耦合器中接收晶体管接使能端和 S 极于地。当 V_o 上升使光耦合器的发光二极管发光强度增加，当 $I_{EN}=50\mu A$ 时，MOS 管不工作，使 V_o 下降达到稳压目的。

3. 开/关控制器和输出级

由图 6-7 可知，开/关控制器主要包括有 RS 触发器、与门电路、或门电路、MOS 管驱

动等器件，其中 Y_Z 为主控门。MOS 管关断时漏极电流 $I_{DSS} \leqslant 50\mu A$，漏-源极导通电阻 $R_{DS(on)} = 3.1\Omega$。需要说明的是，TNY256P 在工作时跳过时钟周期数越多，MOS 管输出的频率越低，这就是固定占空比而频率可调的脉冲频率调制器，设 $T = 1/130kHz \approx 7.7\mu s$，占空比 $D_{max} = 0.67$，MOS 管的最大导通时间 $t_{on(max)} = D_{max}T = 0.67 \times 7.7\mu s = 5.16\mu s$。

4. 保护电路

当输入电压 V_i 降低导致 V_{BP} 下降，若 $V_{BP} < 5.1V$，开关功率 MOS 管立即关断，起到欠电压保护的作用；当芯片的结温 $T_j > 135℃$ 时，过温保护电路输出低电平，将输出关闭，使芯片温度降低，直到 $T_j < 70℃$，输出才重新启动，开始工作；TNY265P 的极限电流为 0.31A，当控制 IC 的漏极电流 $I_D \geqslant$ 极限电流时，过电流比较器翻转，变为高电平输出，将 RS 触发器置零，使驱动 MOS 管关断。为了防止在超快恢复二极管产生尖峰电压，造成 MOS 管误关断，故设计有前沿闭锁电路，其闭锁时间 $t_{EEB} = 215 \sim 240ns$，由于闭锁时间大于反向恢复时间，电路能在闭锁时间内将过电流比较器输出的尖峰电压封锁住，可避免 MOS 管在刚导通时尖峰电压关断所产生的误动作。输入欠电压保护阈值为 100V。

5. 上电/掉电功能电路

如图 6-8 所示，在 IC_1 的旁路端接入 C_7 后，可为 MOS 管提供电能，因 C_7 容量很小，所以上电延迟时间仅为 0.3ms，这样开关动作迅速，不会使输出产生过冲现象；当输入电压低于 12V 时，MOS 管被关断，掉电时为 0.26ms，为 PWM 迅速转换、降低 MOS 管损耗创造了条件。

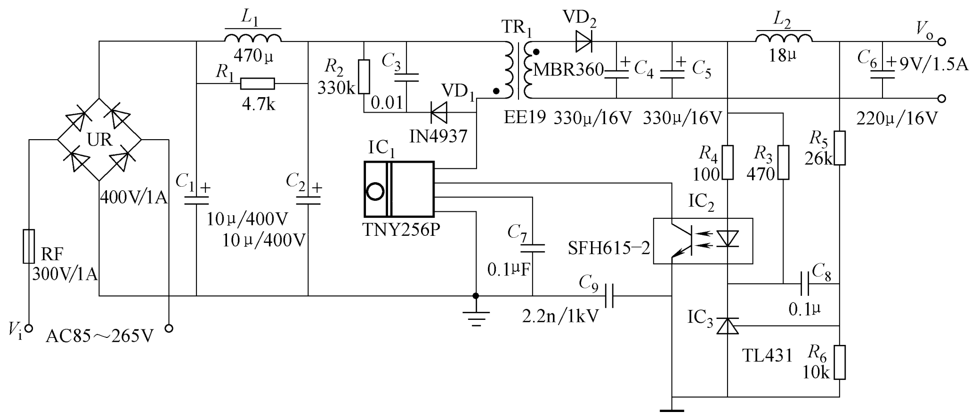


图 6-8 高效率能自动启动 TNY256P 四端单片 TNY256P 原理图

6. 5.8V 稳压器

该稳压器的输入端接漏极电压 V_D，输出端接旁路电容 C_7。当开关功率管关断时，5.8V 电压对 C_7 充电，使 $V_{C7} = 5.8V$。当功率管导通时，C_7 上的存储电压向芯片 IC_1 供电，所以说 C_7 起到储能供电和高频退耦的作用，但 BP 端不能向外部电路供电。

TNY256P 的内部电路的振荡器增设了抖动输入端自动启动计数器，当输出发生过载、短路、开路时，芯片立即进入自动启动状态，使计数器复位，将 V_o 拉下来。电感 L_1、阻尼电阻 R_1 和滤波电容 C_1、C_2 组成高频滤波器，抑制高频干扰。R_2、C_3 和 VD_1 组成漏极钳位保护电路。二次电压通过 VD_2、L_2、C_4、C_5、C_6 整流滤波后获得 9V、1.5A 的电压、电流输出。

6.4.3 高频变压器设计方法 1

根据 TNY256P 的工作原理，输入电压欠电压保护阈值为 100V。

控制占空比与前面计算的相同：$D_{max}=0.628$；$D_{min}=0.419$。

高频变压器一次绕组感应电压，根据输入功率查表 3-1 可得 $V_{Bmin}=120.19V$，$V_{Bmax}=243.56V$；电源工作频率为 50kHz；电源效率 $\eta=0.85$。

1. 计算变压器一次绕组峰值电流 I_{PK}

$$P_i=V_oI_o/\eta=9\times1.5/0.85W=15.88W$$

$$I_{PO}=P_i/V_{Bmin}=15.88/120.19A=0.132A$$

$$I_{PK}=I_{PO}/D_{min}=0.132/0.419A=0.315A$$

2. 计算变压器一次绕组电感 L_P

$$L_P=V_{Bmin}D_{max}\times10/I_{PK}=120.19\times0.628\times10/0.315\mu H=2.396mH$$

3. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

计算片内开关管最低最高导通时间。单片的工作频率为 50kHz，则 $t_{on(min)}=D_{min}/f_{oc}=0.419/(50\times10^3)s=8.38\mu s$，$t_{on(max)}=D_{max}/f_{oc}=0.628/(50\times10^3)s=12.56\mu s$。

根据工作频率和输出功率选用 EE19，$A_e=20mm^2$，ΔB 选用 0.216T，则 $N_P=V_{Bmin}t_{on(max)}/(\Delta BA_e)=120.19\times8.38/(0.216\times20)=233.15\approx233$

4. 计算变压器二次绕组匝数 N_S

$$V_S=(V_o+V_L+V_D)/0.707V=(9+0.6+0.4)/0.707V=14.144V$$

$$N_S=(V_o+V_D)(1-D_{min})N_P/(V_{Bmin}D_{min})$$

$$=(9+0.4)\times(1-0.419)\times233/(120.19\times0.419)=25.27\approx25$$

5. 计算变压器磁心气隙 δ

$$\delta=4\pi\times10^{-4}\times N_PI_{PK}/\Delta B=4\times3.14\times10^{-4}\times233\times0.315/0.216mm=0.43mm$$

6.4.4 高频变压器设计方法 2

方法 1 是利用典型占空比计算所得到的变压器技术参数，但是占空比根据不同输入功率、输出电压和电源效率是不同的，对于单片开关电源更不能以不变的占空比来设计电源。

1. 计算最大、最小占空比 D_{max}、D_{min}

计算变压器的一次绕组匝数与二次绕组匝数的匝比 n

$$n=V_{Bmin}/[(V_o-V_D)\eta]=120.19/[(9.0-0.4)\times0.85]=16.44$$

$$D_{max}=1/\left(\frac{V_{Bmin}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{120.19}{9\times16.44}+1\right)=0.552$$

$$D_{min}=1/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{243.56}{9\times16.44}+1\right)=0.378$$

2. 计算一次绕组峰值电流 I_{PK}

$$I_{PK}=2P_o/(V_{Bmax}D_{min}\eta)=2\times9\times1.5/(243.56\times0.378\times0.85)A=0.345A$$

3. 计算一次绕组电感 L_P

$$L_P=2P_oD^2_{min}\times10/(I^2_{Po}\eta)=2\times9\times1.5\times0.378^2\times10/(0.132^2\times0.85)\mu H$$

$$=2.605mH$$

4. 计算变压器一次绕组匝数 N_P

$$N_P = L_P I_{PK}/(\Delta B A_e \times 10^{-3}) = 2.605 \times 0.345/(0.216 \times 20 \times 10^{-3}) = 208$$

5. 计算磁心气隙 δ

$$\delta = 4\pi \times 10^{-7} \times N_P^2 A_e / L_P = 4 \times 3.14 \times 10^{-7} \times 208^2 \times 20/2.605\text{mm} = 0.42\text{mm}$$

两种方法计算结果相差较大，第 2 种比较适用。另外需要注意的是，不同的电源结构，占空比的计算公式不一样。

6.5　高集成度无辐射的 MC33374 五端单片开关电源

MC33374 是美国 Motorola 公司于 2000 年推出的电源控制五端单片集成电路，它有五个引出端，具有抗干扰、无辐射、高功率输出等最佳性能，芯片被广泛用于办公自动化设备、LED 路灯、仪器仪表等电子产品中。MC33374 属于 MC33370 系列，它有 17 种型号。

6.5.1　MC33370 系列性能特点

MC33370 芯片内部集成有：状态控制器、欠电压锁定比较器、PWM 比较器、PWM 调制器、误差放大器、振荡器、电流极限比较器、八分频器，还有功率驱动电路、上电复位电路、外部关断电路、过热保护电路、偏置电路、门电路、导通延迟电路、前沿闭锁电路等称为“八器八路”结构。采用双脉冲抑制逻辑电路，保证时钟周期内脉宽调制器只能输出一个脉冲。集成度之高、功能之广，使电源控制技术达到新的水平。电路应用于 PC 待机电源、机顶盒电源、微处理器控制电源、适配器电源等。

1）芯片采用双脉冲抑制逻辑，使脉宽调制周期内，每个时钟只能输出一个脉冲，确保电源控制稳定、不产生误动作。其控制状态采用可编程控制。这种控制的特点，只需改变外部电路，即可实现手动控制、数字电路控制、微机操作和禁止操作等。

2）片内集成了检测电阻 R_s，电阻处在无功率损耗状态下检测漏极电流 I_D 的变化，进行过电流、过载保护。增强型高压 MOS 场效应晶体管不仅使开关电源工作可靠，还能提高电源转换的效率。

3）该芯片设置了欠电压锁定电路和外部关断电路。欠电压锁定就能使电路在正常输出之前，对电路的运行状态进行跟踪警示。外部关断是处理由反馈信号来的信息，当误差放大器输出电压出现异常时，立即关断功率开关管，起着欠电压、过电压保护作用。

4）占空比调节范围宽，达到 0.9% ~74%，它意味着，当输入电压变化很大时，电源的输出电压能保持稳定，使电源电压调整率大为提高。

5）芯片还具有过热保护的功能。工作结温的范围是 −40 ~ 150℃，电源如果超出这一范围，片内的温度传感器立即通知热关断电

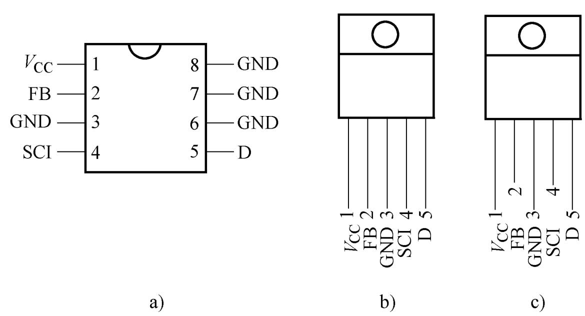


图 6-9　MC33374 系列引脚排列图

路，向主控门发出指令，主控门立即关断功率开关管，起到过热保护。图 6-9 是 MC33374 系列引脚排列图。

6）电源效率高、功率损耗低、抑制辐射能力强、电磁兼容性好是这种模块式控制芯片固有的特点，也是当今世界各地被广泛使用的一个重要原因。如果供电交流电网的变化量不超过 20%，那么高频变压器的反馈绕组可以去掉。这对减小电源体积、降低成本有利。

6.5.2　MC33374 电路工作原理

由 MC33374 构成的 15V/6A（或 15V/3.5A）开关电源电路如图 6-10 所示。

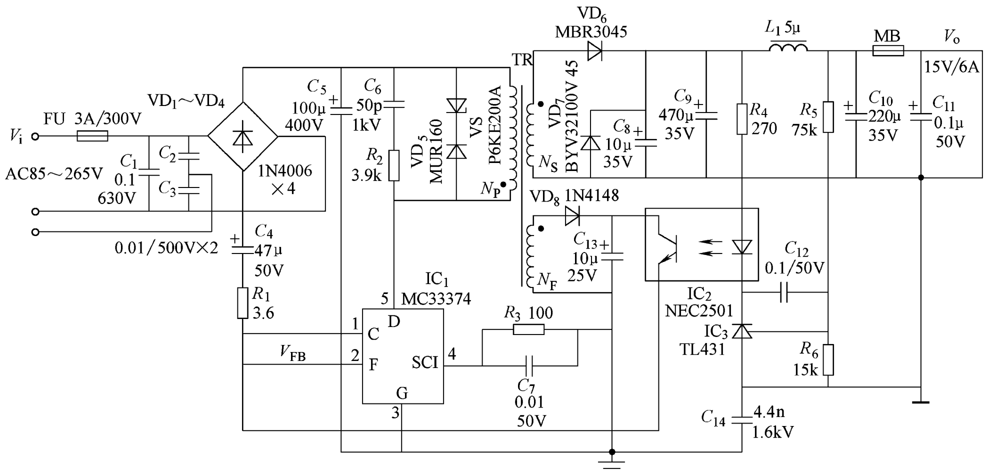


图 6-10　90W（52W）无辐射、高功率开关电源电路

交流输入电压 V_i 的允许变化范围是 85～265V。整流桥 VD_1～VD_4 采用 4 只 1A/600V 的 1N4006 型硅整流二极管。一次保护电路由 RC 吸收回路（C_6、R_2）和钳位保护电路（VS 和 VD_5）构成，能有效地抑制因高频变压器存在漏感而产生的尖峰电压，保护 MC33374 的内部开关管不受损坏。VS 采用 P6KE200A 型瞬态电压抑制器，它的反向击穿电压 $V_B=200V$。VD_5 选用 MUR160 型超快速恢复二极管。C_4 是 V_{CC} 端旁路电容。图中 R_3 直接接地，能提高模式转换的可靠性。VD_8、C_{13} 是反馈绕组输出端的整流滤波元器件。二次高频整流管 VD_6 采用大电流、低压降的肖特基二极管，型号是 MBR3045（30A/45V）。VD_7 是续流二极管，使 V_o 得到稳压输出。VD_7 对于大电流、低电压输出电路是有效的。C_8、C_9 和 L_1、C_{10}、C_{11} 等元件组成输出滤波电路。由于 L_1 的电感量为 5μH，而大容量的滤波电容 C_8、C_9、C_{10} 存在等效电感 L_0，会直接使 L_1 的实际电感量变为 L_1+L_0。因此需将 C_8、C_9 并联使用，使 L_0 减小一半，对 L_1 的影响也随之减小。L_1 的后面采用直流电阻仅为 0.005Ω 的磁珠 MB，它对抑制噪声干扰能起到很好的作用。

精密并联稳压器 IC_3（TL431）构成外部误差放大器，再与光耦合器 IC_2 串联，组成光耦合链式负反馈电路。反馈电压 V_{FB} 加到 MC33374 的反馈端 2 脚。它的稳压原理是：当输出电压 V_o 发生波动时，经 R_5、R_6 分压后得到取样电压并与 TL431 中的 2.5V 基准电压进行比较，产生外部误差电压 V_r，再通过光耦合器，使反馈电流 I_{FB} 产生反馈电压 V_{FB}，两者进行比较，并以此调节输出占空比，达到稳压的目的。C_{14} 用于消除高频变压器的一、二次侧间耦合电容造成的共模干扰，称为安全电容（也是两个地的连接电容）。C_{12} 为控制环路的补

偿电容，是为控制信号滞后而设置的。R_4 为 LED 的限流电阻，可使 IC_2 稳定工作在具有线性的大电流传输比上。

MC33374 的 1 脚是工作电压输入端，是芯片的动力电源。芯片在启动时，必须通过 5 脚给 1 脚提供 10V 以下的工作电压（V_{CC}）。当 $V_{CC}>8.5V$（工作阈值电压）时，启动电路中的 MOS 场效应晶体管立即关断，而功率开关管开始工作。电路启动后，从高频变压器二次绕组上即可获得正常的输出电压，此时反馈绕组 N_F 正式工作，向芯片供电。一旦开关电源发生过载或短路故障，致使 $V_{CC}<7.5V$（欠电压阈值电压），功率开关管就关断，而供启动用的 MOS 场效应晶体管则工作，芯片进入自动启动工作模式。使用时，V_{CC} 端一般与 2 脚短接。

2 脚为反馈信号输入端，它的内部的 15Ω 电阻接在误差放大器的反相输入端上，它能周期性地控制功率开关管的通断。反馈端的上、下阈值电压分别为 8.5V 和 7.5V，有 1V 的滞后电压。显然，链式反馈电压 V_{FB} 反映了开关电源输出电压的高低。反馈绕组的输出电压经高频整流和滤波后形成反馈输出电压，再通过光耦合器中的光敏晶体管接至反馈端。光耦合器的发射管接在取样电路中。反馈绕组的信号经 R_1、C_4 接地。C_7 有 3 个作用：首先，它是启动电路的定时电容；其次，与 R_3 一起对反馈环路进行补偿；最后，它是工作电源电压 V_{CC} 的旁路电容，在启动过程中通过对 C_4 进行充电，建立 V_{CC} 电压。

3 脚（GND）为接地端。它是控制电路与功率开关管的公共地，也可作为 IC_1 上面的散热器的接地端。

4 脚（SCI）为状态控制输入端，简称状态控制端。它是多功能输入端，电路只配少量外围元器件，就能构成多种方式来控制变换电路的开关状态。它一般具有 6 种控制方式：①利用按键触发方式来选择工作模式；②配微控制器进行开关操作；③给状态控制器配以低压保护电路，使在模式转换过程中不会引起开关电源输出电压的波动；④利用数字信号进行控制；⑤接上延时电路将构成延时控制；⑥禁止对状态控制器进行操作，称为禁止控制。禁止控制时其余 5 种控制方式失效。

5 脚（D）为功率开关管的漏极引出端，它能直接连接高频变压器的高压电源。它与内部启动用 MOS 场效应晶体管的漏极相连接。

6.6　多功能软启动 TOP246Y 六端单片开关电源

TOP246Y 属于 TOPSwitch-GX 系列，具有高功率（可达 250W）、高集成效能（将 MOSFET、PWM 控制、故障保护、电路检测和其他功能集于一体）的特点。其特殊的内置功能有：启动时具有最小过量调节和最低压力软启动模式；降低峰值电流、降低电磁干扰采用频率抖动技术；空载不需假负载和减小输入电容，可在更宽范围的占空比（0.3～0.78）下实现零负载调整能力；低备用功耗，轻载能自动降低频率；灵敏的热关断功能可保证自动恢复，高温时能输出较大的功率。另外，TOP246Y 以及它的同系列产品还具有电路检测、外部设置限定电流的功能，有两个可供选用的开关频率，为防止电路浪涌和尖峰电压而设计有电路检测过电压保护功能。为了前置反馈降低高电压输入，通过外部元器件对电流加以限制。所有这些功能为研发新型开关电源提供了有利的条件。它可用作机顶盒、电报译码器和笔记本电脑电源。

6.6.1 TOP246Y 性能特点

TOP246Y 具有许多新功能，它不但将一些控制、保护、监测功能集于一体，还将开关电源的开关频率提高到 132kHz；当开关电源的负载很轻时，能自动将开关频率从 132kHz 降到 30kHz；输出功率从 150W 提高到 250W，适合构成大、中功率的高效率、隔离式开关电源，提高了设计的灵活性和产品质量的档次。TOP246Y 具有远程遥控功能，还有可编程设定允许开关电流大小，可用于人造卫星、洲际弹道导弹，电路元器件极少。芯片还采用了线电压前置反馈，可降低电源损耗和输出电压纹波，这些都为电源节能增效创造了条件。当交流输入电压为 230V 时，静态时芯片的功耗仅为 160mW。由于 TOP246Y 采用了很多新技术、新工艺，它的性能和使用价值大大提高，在所有单片开关电源中它的技术含量是最高的，技术功能也是最多的。

TOP246Y 在极低压或高压时能实现完全软启动。所谓完全软启动是指不分电压高低、不管电路负载大小都能实现软启动。这减小了开关器件尤其是开关功率管在启动时的电压、电流应力。外部可编程功能对来自芯片外部或内部的电流进行限制，这有利于提高电源适应电网或负载的灵活性。

TOP246Y 系列产品具有各种保护功能。过电压、欠电压、过热等保护，当电路空载、轻载时，芯片可以自动降低工作频率，输出电路无需加假负载。电路的工作频率从 100kHz 提高到 132kHz，使高频变压器的体积缩小、重量减轻。芯片还具有在机工作温度范围更宽的滞后热保护，允许电源在高温下输出更大的功率，并可有效地防止装置过热，以免将热量传到整个电源内部，造成更大范围的损伤。

该芯片在高压时限制最大占空比进入控制系统对输出电压进行调节，在低压时允许占空比调节的范围加大，其结果是占空比最大能到 0.78，最低可以到零，使电压输入范围得到扩大，输出电压纹波得到降低。

TOP246Y 有 ±3% 的频率抖动。所谓频率抖动就是指在电路外部出现异常现象时，工作频率急剧地上升或下降，以抵御或抑制对电路造成的影响。具有这种特性，可以减小电磁干扰（EMI），并降低 EMI 滤波器的损耗。

TOP246Y 和它的同系列产品可以广泛地应用于交换机、笔记本电脑、小型服务器、打印机、数码电视、DVD 播放机、机顶盒、电视游戏机和音频放大器等各种电子设备的电源。

TOP246Y 有 6 个引脚，各引脚具有独特的功能和作用。它的引脚排列如图 6-11 所示。

漏极 D：高压功率 MOSFET 的输出端。

门极 C：用于调节占空比的误差放大器与电流输入端，在正常操作期间，通过连接至内部分流调节器将来自外部的电流及反馈信号提供给内部偏置电路，也可作为电源的旁路和自动重启/补偿电容的接点。

源极 S：相当于晶体管的发射极，作 MOS 管的源极时可得到高压功率反馈。

电压检测极 L：当该端与 S 端短接时，各种保护功能均不起作用；当该端串联电阻接至电源相线时，可实现 UV、OV 及随相线电压升高而减小 D_{max} 三项功能；当该脚通过电阻与 C 端相连并外接一开关信号放大电路时，可以实现远程控制开关的作用。作为输入电压的欠电压与过电压检测端，该端同时还具有远程遥控功能，如图 6-12 所示。

外部限流极 X：用作外部电流限制设置电阻的输入端。串联电阻接至地线时，可以随相

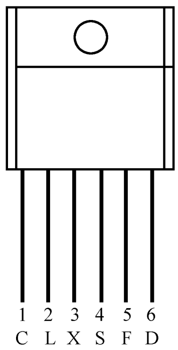


图 6-11　TOP246Y 的引脚排列图

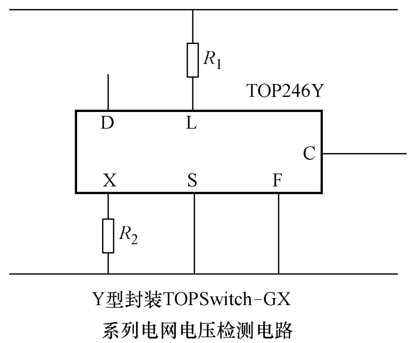


图 6-12　电源电压检测电路

线电压调节限流值的大小。在 X 端与 S 端之间接入不同的电阻时，开关电源的电流即限定为不同的数值。若 $R_2=12\text{k}\Omega$，则流过开关的电流被设定为额定值的 69%；若 $R_2=6\text{k}\Omega$，则为额定值的 90%；若 $R_2=25\text{k}\Omega$，则为额定值的 43%。可见，随 R_2 值的增大，开关允许流过的电流减小。R_2 的位置见图 6-12。

频率选择端 F：用于选择开关频率。在多数场合下 F 端接至源极 S，此时开关频率为 132kHz。在一些特殊场合（如对噪声敏感的音频设备）下，将 F 端连接至门极 C 时，开关频率降为 66kHz，以减小对外频率干扰。另外，TOP246Y 也可以作为三端 TOP 器件使用。此时，只要将 L、X、F 端同时与源极 S 相接即可，这时新增的可配置功能全部丧失。TOP246Y 属于 TOPSwitch-GX 系列，产品广泛用于笔记本电脑、PDA、交换器、集线器、台式计算机、机顶盒、打印机、DVD 等设备中。

6.6.2　TOP246Y 变换电路工作原理

TOP246Y 变换电路如图 6-13 所示。电路的输入电压为交流 90～135V，额定功率为 48W，电源效率大于 85%，空载的功耗为 0.5W。TOP246Y 具有各种保护，尤其是热保护，如果电源用于路灯，不会由于周围环境温度的影响改变它的恒流性能。TOP246Y 的合适工作温度不超过 LED 环形灯具 65℃时的供电温度。但是，为了降低传导损耗，适当加装散热器件是必要的。R_P 是电路检测电阻，用于检测供电电路的运行状况。当整流滤波后的直流输入脉动电压超过 219V 时，通过 R_P 检测浪涌电压和电路火花放电电压的瞬时峰值，进行过电压保护。R_1 为极限电流设定的电阻，当电阻值为 8.1kΩ 时，可将极限电流值设定为典型值的 90%，即 $I_{max}=90\% I_{limit}$，从而限制过载功率，充分发挥了芯片的利用率。TOP246Y 对各种异常输入电压都能关断调节脉冲输出，起到保护作用，这对于电网供电质量不好的地方来说很有必要。

由 VS_1、VD_5 构成一次尖峰电压吸收电路。TOP246Y 具有频率补偿抖动特性，能有效地减小电磁干扰如噪声干扰，降低电磁滤波损耗，为此，只要在输入端加入简单的 EMI 滤波器 C_1、L_1、C_2，足以满足电路的需要，而且减少了所有元器件的数量，有利于缩小体积。电路刚通电时利用压敏电阻 RV 冷态电阻大、热态电阻小的特点，可对 C_3 的冲击电流加以抑制，防止熔丝 FU 的损坏。压敏电阻 RV 的作用是吸收从电网窜入的浪涌电压，又一次进行过电压保护。二次电压经 VD_7、C_5～C_8、L_3 进行整流滤波，输出直流 22V 的额定电压。VD_7 采用反向恢复时间仅 10ns 的肖特基二极管，C_5、C_6 和 C_7、C_8 两次电容并联，加大滤

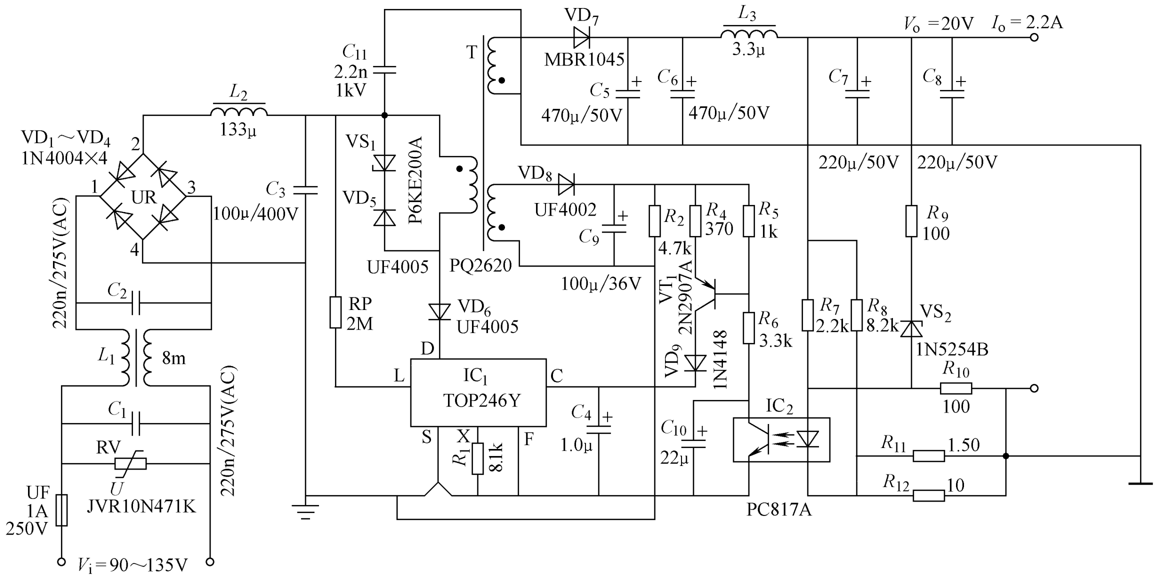


图 6-13 TOP246Y 变换电路

波容量，降低输出纹波电流。R_7 是 IC_2 的发光二极管取压电阻，根据不同的输出电压和 IC_2 的电压工作点计算选取。输出电压的高低由电阻 R_9 和稳压二极管 VS_2 的稳压值决定。R_8 用来设定整个反馈电路的直流增益。C_{10}为软启动电容。C_{11}用于滤除高频变压器一、二次侧耦合时所产生的共模干扰。偏置电容 C_4 的容量选择 1μF，以减小控制端电流纹波，空载时被 R_9 和 VS_2 限制在 25V 以内。R_{11}和 R_{12}为电流检测电阻，并联后电阻值为 1. 3Ω，利用 R_{10} ~ R_{12}和光耦合器 PC817A 中的发光二极管，可将平均电流极限值设定为 700mA，当输出电流超过 700mA 时，R_{11}、R_{12}上的压降增大，通过光耦合器使 VT_1 的基极电压降低，促使集电极电流增大，再经过 VD_9 使控制电流增大，这样占空比 D 减小，以保持输出电流恒定，偏置电阻 R_3 的作用是在断电时为 C_9、C_{10}提供放电回路。

TOP246Y 的内部结构框图如图 6-14 所示。

TOP246Y 的内部电路由 18 个部分组成，它们的功能如下：

1）控制电压源：为 PWM 提供宽范围控制。

2）带隙基准源：为芯片内部各功能块提供基准电压。

3）高压电流源：控制电路放电，以响应供电电流。

4）频率抖动振荡器：降低电磁干扰。

5）并联调整器/误差放大器：控制外电路信号到标准电压值；控制电流通过电阻作为误差电压。

6）脉宽调制器（含 PWM 比较器和触发器）：调节输出电压，使之稳定。

7）欠电压比较器：不给控制电路制造误关断。

8）电流极限调节器：为过电流保护做准备。

9）电路比较器：为过电压、欠电压、过电流保护做准备。

10）开启电压为 1V 的电压比较器：实现远程开/关控制。

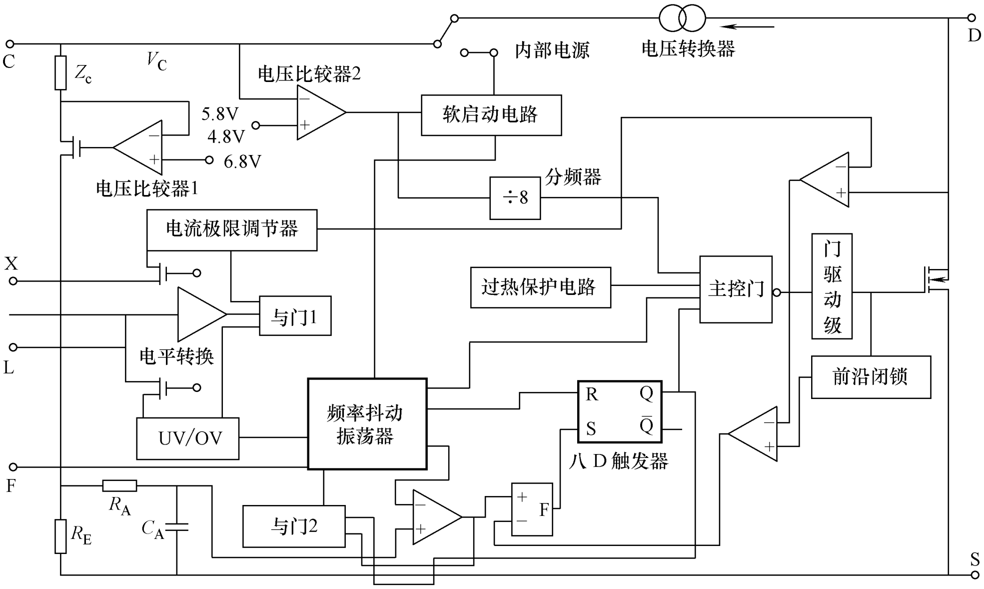


图 6-14　TOP246Y 的内部结构框图

11）过电流保护电路：保护 IC，防止损坏开关管。

12）软启动电路：防止对开关管和滤波电容造成冲击损坏。

13）具有滞后特性的过热保护电路：只保护 IC。

14）关断/自动启动电路：保护 IC，降低损耗。

15）电路检测端和极限电流设定端内部电路，实施过电流保护。

16）轻载自动降低开关频率电路：降低空载损耗。

17）门驱动级和输出级。

18）停止逻辑电路。

TOP246Y 的控制端是一个低阻抗触点，损耗微小，从接收的电能和反馈电流中分离出反馈信号。在正常工作时，并联调节器从反馈信号控制电路中取得电源电压，为门极和源极之间的旁路电容提供了门驱动电流。总电容量为自动/重新启动设定了时间，还对控制电路进行了补偿。当电路工作不正常时，并联调节器将关闭驱动电流，同时也脱离了自动/重新启动的控制程序。在启动开始的瞬间，将整流后的直流高压供给漏极，MOS 管关闭，控制端通过内部的漏极和门极高压源向电容充电。当电容电压达到 5.8V 时，软启动工作开始。这时 MOS 管开始导通，占空比渐渐加大，从零到最大，MOS 管得以完全导通，软启动结束。在 MOS 管导通以后，如果没有外部电流输入到控制端，则高压电流源关断，控制电路放电，继续供给控制环路电流。

振荡器通过一个内部电容在 4.8～5.8V 电压范围内线性地充放电，产生锯齿波信号并将其送到脉宽调制器。为确保 132kHz 的开关频率，振荡器所设定的脉宽调制器在每个周期开始时将对电流限制锁定；为保证电磁辐射（EMI）频率在 150kHz 以下，也对锯齿波放电电流进行限制。要想开关工作频率为 66kHz，可将开关频率选择端 F 和控制端 C 短接。TOP246Y 的输出电压控制与其他 IC 一样，当输入电压升高时，占空比将从 78% 下降到一定

的控制值，使输出电压不随输入电压的升高而升高，实现输出电压稳定控制。脉宽调制使占空比降低，输出电压减小。当占空比下降到10%以下时，为了保证轻载高效，开关频率将线性地减小，到占空比为零时，这时最低频率30kHz，稳定了输出电压，同时输出电压纹波也下降。

并联调整器的基准电压来自温度补偿后的带隙基准值、控制端控制的外部电路信号和标准电压。误差放大器的增益由控制端的动态电阻来确定。

通电后，当输入电压达到欠电压阈值时，欠电压阈值将促使TOP246Y关断。关断后，电路输出超过欠电压规定值。欠电压规定值能防止自动/重新启动这一动作所造成的欠电压输出低现象。从L或M端到直流高压的电阻设定了欠电压在通电时的阈值。可用同样的方法设定过电压的阈值，一旦超过过电压阈值，将强迫TOP246Y的输出关断。电流从L端、M端或X端流出，使开/关实现切换。当X、L和M端与源极S之间用晶体管和光耦合器连接后，实现激活打开功能；当L端或M端和门极C之间用光耦合器连接，实现激活关断功能。另外，L端接有1V的阈值比较器，实现远程开/关遥控的状态控制功能。

如果软启动持续10ms后，最大占空比开始从零线性地增加到控制设定值78%，并且限制电流大约从80%增加到100%。此外，软启动有利于最低输出的稳定和防止变压器磁心出现磁饱和。软启动在自动/重新启动期间，每次重新启动和远程开关或热保护关断后，控制电压滞后调节，重新启动也被激活。

6.6.3 TOP246Y电路的PCB设计注意事项

1）噪声干扰是单片开关电源容易出现的一种干扰，为此，应将控制端的电容C_{23}、C_{24}靠近源极和门极放置，缩短电容的引线长度。S极与C、X极之间必须设计一条独立电路连接，不能接在一条线上。

2）为了提高电路抑制干扰、消除极间电容的能力，滤波电容C_5的负极应直接接到反馈绕组N_F上，这样使反馈绕组的浪涌电流、尖峰电流直接流到反馈电路的接地端。

3）电路检测电阻R_1尽量靠近L端；吸收电路的VD_6、VD_{12}、C_6、R_4也应当靠近变压器一次绕组；二次侧各整流二极管要靠近二次侧。所有引脚越短越好，变压器的各引线以粗短为宜。

6.6.4 高频变压器设计方法

下面设计一台单片六端敞开式开关电源变压器。输入电压为AC85～265V（50Hz）；工作频率为100kHz；输出电压为12V，输出电流为7.5A；电源效率$\eta=90\%$。交流输入电压最小值V_{min}和最大值V_{max}根据输入电压类型由表6-2确定。

表6-2 交流输入电压范围

交流输入电压 V/V	V_{min}/V	V_{max}/V
固定输入:100/115	85	132
通用输入:85～265	85	265
随机输入:230±35	195	265

设损耗分配系数$Z=0.5$（一次侧与二次侧损耗各占50%）。再根据表6-3，反馈电压$V_{FB}=12V$。

表 6-3 反馈电路类型及 V_{FB} 的参数值

反馈电路类型	V_{FB}/V	V_o 的准确度(%)	S_V(%)	S_I(%)
基本反馈电路	5.7	±10	±1.5	±5
改进型基本反馈电路	27.7	±5	±1.5	±2.5
配稳压管的光耦合器反馈电路	12	±5	±0.5	±1
配 TL431 的光耦合反馈电路	12	±1	±0.2	±0.2

1. 根据 V_i、P_o 值来确定输入滤波电容 C_5 的容量、直流输入电压最小值 $V_{i(min)}$

根据表 6-4 查出：

$$C_5 = 2 \times 90\mu F = 180\mu F \approx 220\mu F;\ V_{i(min)} = 100V$$

表 6-4 确定 C_{IN}、$V_{i(min)}$ 值

V/V	P_o/W	比例系数/(μF/W)	C_{IN}/μF	$V_{i(min)}$/V
固定输入:100/115	已知	2~3	(2~3)P_o	≥90
通用输入:85~265	已知	2~3	(1~3)P_o	≥90
随机输入:230±30	已知	1	P_o	≥240

2. 根据输入电压 V，确定一次感应电压 V_{OR} 和钳位二极管反向击穿电压 V_B(V)

依照表 6-5 得：$V_{OR} = 135V$，$V_B = 200V$。由 V_B 值选用 P6KE200 瞬态电压抑制器。

表 6-5 确定 V_{OR}、V_B 值

V/V	一次感应电压 V_{OR}/V	钳位二极管反向击穿电压 V_B/V
固定输入:100/115	60	90
通用输入:85~265	90~135	200
随机输入:230±30	135	200

3. 对于单片开关电源，根据 $V_{i(min)}$ 和 V_{OR} 来确定最大占空比 D_{max}

$$D_{max} = \frac{V_{OR}}{V_{OR} + V_{i(min)} - V_{DS(on)}} = \frac{135}{135 + 90 - 10} = 0.628$$

4. 确定一次纹波电流 I_R 与峰值电流 I_P 的比值 K_{RP}

定义比例系数 $K_{RP} = I_R/I_P$。在整个迭代过程中，可以适当增大 K_{RP} 值，但不得超过表 6-6中所规定的最大值，现选用 $K_{RP} = 0.44$。

表 6-6 根据 V 来确定 K_{RP}

V/V	K_{RP}	
	最小值(连续模式)	最大值(不连续模式)
固定输入:100/115	0.4	1.0
通用输入:85~265	0.44	1.0
随机输入:230±30	0.6	1.0

5. 确定一次波形参数

输入电流的平均值

$$I_{AVG} = \frac{P_o}{\eta V_{i(min)}} = \frac{90}{0.9 \times 100} A = 1A$$

一次峰值电流 $I_P=\frac{I_{AVG}}{(1-0.5K_{RP})D}=\frac{1}{(1-0.5\times0.44)\times0.628}A=\frac{1}{0.49}A\approx2.04A$

一次脉动电流 $I_R=K_{RP}I_P=0.44\times2.04A\approx0.898A$

一次有效电流 $I_{RMS}=I_P\sqrt{D_{max}\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)}=2.04\times\sqrt{0.628\times\left(\frac{0.44^2}{3}-0.44+1\right)}A\approx$ 1.28A

6. 根据峰值电流 I_P，查表 6-7 选用 TOP246Y 芯片

选择 TOP246Y 时要考虑结温，验算峰值电流 I_P。这时输入功率 $P_i=\frac{P_o}{\eta}=100W$。

表 6-7 TOPSwitch-GX 系列的工作电流最小值、典型值和最大值

TOPSwitch-GX 系列	极限电流 I_{LIMIT}/A		
	最小值 $I_{LIMIT(min)}$	典型值 I_{LIMIT}	最大值 $I_{LIMIT(max)}$
TOP242P/G/Y	0.418	0.45	0.418
TOP243P/G	0.697	0.75	0.802
TOP243Y	0.837	0.90	0.963
TOP244P/G	0.930	1.00	1.070
TOP244Y	1.256	1.35	1.455
TOP245Y	1.674	1.82	1.962
TOP246Y	2.511	2.70	2.889
TOP247Y	3.348	3.60	3.852
TOP248Y	4.158	4.50	4.815
TOP249Y	5.022	5.40	5.778

7. 计算高频变压器的一次电感量 L_P

$$L_P=\frac{10^6P_o[Z(1-\eta)+\eta]}{I_P^2K_{RP}\left(1-\frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta}=\frac{10^6\times90}{2.04^2\times0.44\times\left(1-\frac{0.44}{2}\right)\times100\times10^3}\times\frac{0.5\times(1-0.9)+0.9}{0.9}\mu H$$

$$\approx665\mu H$$

根据表 2-3 选择 EE30 磁心，磁心长度 $A=30mm$，$A_e=115mm^2$，窗口面积 $B_e=52.9mm^2$。

8. 确定高频变压器的主要参数

高频变压器的参数很多，主要参数只有 9 个：一次电感 L_P、磁心气隙宽度 δ、一次绕组匝数 N_P、二次绕组匝数 N_S、反馈绕组匝数 N_F、一次裸导线直径 D_{pm}、一次裸导外径 D_{PM}、二次裸导线直径 D_{sm} 和二次裸导外径 D_{SM}。上述参数中只有 L_P 是通过计算得来的，其余 8 个参数都通过查表、相互换算公式计算得来的，先从二次绕组匝数开始计算。由于反馈绕组的电流很小，一般只有 8mA 左右，不计算导线的内、外直径，只计算匝数。

(1) 计算二次绕组匝数 N_S

已知 $V=85\sim265V$，$V_o=12V$，考虑到肖特基二极管还有最大正向导通电压 0.8V。当 $V=85\sim265V$ 时，首先取 n 的初始值为 0.5 匝/V，计算出二次绕组匝数 N_S 为

$$N_S = 0.5(V_o + V_{FM}) = (12 + 0.8) \times 0.5 = 6.4 \approx 6$$

（2）计算一次绕组匝数 N_P

$$N_P = N_S \frac{V_{i(min)}}{V_o + V_{FM}} = 6 \times \frac{90V}{12V + 0.8V} \approx 42.19 \approx 42$$

（3）计算反馈绕组匝数 N_F

$$N_F = N_S \frac{V_{FB} + V_{F2}}{V_o + V_{F1}}$$

式中，$N_S = 10$；V_{FB}根据表 6-3 得到，为 12V；$V_{F2} = 0.7V$，正向导通压降 $V_{F1} = 0.4V$。

$$N_F = 6 \times \frac{12 + 0.7}{12 + 0.4} \approx 6.15 \approx 6$$

（4）根据一次侧层数 d、骨架宽度 b 和安全距离 M，计算有效骨架宽度 b_E

$$b_E = d(b - 2M)$$

根据相关参数可知，$d = 2$，$b = 21mm$，$M = 2mm$，所以 $b_E = 34mm$。

再利用下式计算导线的外径（带绝缘层）D_{PM}：

$$D_{PM} = b_E / N_p = 34/49mm \approx 0.69mm$$

选用 AWG#23 漆包线，$D_{PM} = 0.632mm$。

（5）验证一次导线的电流密度 J 是否满足有效电流 $I_{RMS} = 0.832A$ 的条件

$$J = \frac{1980}{\dfrac{1.27\pi D_{PM}^2}{4I_{RMS}} \times \left(\dfrac{1000}{25.4}\right)^2} \approx \frac{1.26 I_{RMS}}{D_{PM}^2} = \frac{1.28 \times 1.26}{0.632^2} A/mm^2 \approx 4.04A/mm^2$$

若 $J > 10A/mm^2$，应选较粗的铜线并配较大尺寸的磁心和骨架，使 $J < 10A/mm^2$。若 $J < 4A/mm^2$，宜选较细的导线和较小的磁心骨架，使 $J > 4A/mm^2$，也可适当增加 N_P 绕组的匝数。

（6）计算磁心的最大磁感应强度 B_m

$$B_m = \frac{10 I_P L_P}{N_P A_e}$$

将 $I_P = 2.04A$，$L_P = 665\mu H$，$N_P = 42$，磁心有效截面积 $A_e = 115mm^2 = 1.15cm^2$ 代入上式得：

$$B_m = \frac{10 \times 2.04 \times 665}{42 \times 1.15} mT = 280.9mT = 0.281T$$

如果 $B_m > 0.3T$，则需增加磁心的截面积 A_e 或增加一次绕组匝数 N_P，使 B_m 在 0.2 ~ 0.3T 范围之内。如果 $B_m < 0.2T$，就应当重选磁心较小的型号或者减小 N_P 绕组的匝数。上式中 B_m 等于 0.281T，说明恰好符合要求，当然 N_P 增加到 60 匝更好。

（7）计算磁心的气隙宽度 δ

$$\delta = 40\pi A_e \left(\frac{N_P^2}{1000 L_P} - \frac{1}{1000 A_L}\right)$$

将 $A_e = 1.15cm^2$，$N_P = 42$ 匝，$L_P = 665\mu H$，磁心不留间隙时 $A_L = 2.4\mu H/匝^2$ 代入上式得：

$$\delta = 40\pi \times 1.15 \times \left(\frac{42^2}{1000 \times 665} - \frac{1}{1000 \times 2.4}\right) mm = 0.32mm$$

要求 $\delta \geqslant 0.051\text{mm}$，若小于此值，应增加磁心截面积或增加匝数 N_P。

（8）计算留有气隙时磁心的等效电感 A_{LG}

$$A_{LG}=\frac{L_P}{N_P^2}=\frac{665}{42^2}\mu\text{H/匝}^2\approx 0.377\mu\text{H/匝}^2$$

（9）确定二次侧参数 I_{SP}、I_{SBMS}、I_{R1}、D_{sm}。

二次峰值电流取决于一次峰值电 I_P 和一次、二次绕组匝数比 n：

$$I_{SP}=nI_P=\frac{N_P}{N_S}I_P$$

前面已算出 $N_P=42$ 匝，$N_S=6$ 匝，$I_P=2.04\text{A}$，则有

$$I_{SP}=\frac{42}{6}\times 2.04\text{A}=14.28\text{A}$$

二次纹波电流与峰值电流的比例系数 K_{RP} 与一次是完全相同的。K_{RP} 反映的是二次电流在占空比为 $1-D_{max}$ 时的比例系数。因此，计算二次有效值电流 I_{SRMS} 时，需将 I_{RMS}、I_P、D_{max} 依次换成 I_{SRMS}、I_{SP}、$1-D_{max}$，得到公式：

$$I_{SRMS}=I_{SP}\sqrt{(1-D_{max})\left(\frac{K_{RP}^2}{3}-K_{RP}+1\right)}$$

将 $I_{SP}=14.28\text{A}$，$D_{max}=0.6$，$K_{RP}=0.44$ 代入上式，有

$$I_{SRMS}=14.28\times\sqrt{(1-0.628)\times\left(\frac{0.44^2}{3}-0.44+1\right)}\text{A}\approx 6.88\text{A}$$

输出滤波电容上的纹波电流 I_{R1} 为

$$I_{R1}=\sqrt{I_o^2-I_{SHM}^2}=\sqrt{7.5^2-6.88^2}\text{A}=2.99\text{A}$$

二次侧裸导线直径 D_{sm} 为

$$D_{sm}=\sqrt{\frac{4I_{SRMS}\times 1980}{1.27\pi\text{J}}}\times\frac{25.4}{1000}=1.13\sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}}$$

将 $J=4.04\text{A/mm}^2$，$I_{SRMS}=6.88\text{A}$ 代入上式：

$$D_{sm}=1.13\times\sqrt{\frac{6.88}{4.04}}\text{mm}=1.475\text{mm}，实选1.6\text{mm}$$

需要防止导线出现趋肤效应和邻近效应，每股导线直径不得超过 0.4mm，所以选用 $\phi 0.409\text{mm}$ 导线并绕。这样能有效地增大二次导线的等效截面积，改善磁场耦合程度，减小磁场泄漏及漏感。另外，5 线并绕能降低导线的电阻值，降低功率损耗。

高频变压器设计有 10 个相关参数，这些参数包括：

1）由 TOPSwitch 决定的变量，包括一次感应电压 V_{OR}、漏—源导通电压 $V_{DS(ON)}$、一次脉动电流与峰值电流的比例系数 K_{RP}。

2）由高频变压器磁心结构所决定的参数，包括磁心截面积 S_j、有效磁路长度 l_1、磁心

不留间隙时的等效电感 A_L、骨架的绕组宽度 b、防止漏电和进行安全隔离的安全边距 M、一次参数 d。在设计过程中以下参数要进行调整，分别是 K_{RP}、d、N_S。

3）高频变压器通过查表获得的相关参数，包括直流输入电压最小值 $V_{i(min)}$、直流输入电压最大值 $V_{i(max)}$。

4）变压器设计参数，包括最大占空比 D_{max}、一次平均电流值 I_{AVG}、峰值电流 I_P、脉动电流 I_R、有效电流 I_{RMS}、一次电感 L_P、一次绕组匝数 N_P、反馈绕组匝数 N_F 等。

6.7　高效率自动调整的 TOP249Y 六端单片开关电源

TOP249Y 与 TOP246Y 一样，具有高效率、高集成功能。交流输入电压范围是 85 ~ 265V。该电源能对欠电压、过电压实施保护，从外部电路设定电流限制、调节占空比等。

TOP249Y 属于 TOPSwitch-GX 系列，它将高压驱动 MOSFET、PWM 控制、故障保护、调制控制等多种电路集成到一块 CMOS 芯片上，为启动保护最低过调量和元器件的电压应力实施 EcoSmart 集成技术，这种技术为降低 EMI 的扰动采用频率抖动及较宽的占空比，实现了低容抗输入，零负载调整；电路具有高灵敏的热关断，以保证快速的自动启动，故障自动恢复。TOP249Y 还为设计工程师留有可配置的引脚，用于电流限制，电路检测；对电路开关频率有 136kHz 和 65kHz 两种进行选择，为防止出现输入的浪涌电压进行过电压保护和自动调整，电路检测还设计有前置反馈和振荡波前沿补偿功能，以降低输出电压的纹波；芯片还结合 EcoSmart 技术实现远程开/关，轻载自动降频，以降低电源功耗。

图 6-15 所示电路使用了三种集成芯片：IC_1 是电路的核心，负责各种功能控制，IC_2 负责信号收集传递；IC_3 负责识别、判断采样信号。电阻 R_1、R_2 用来设置功率开关管的漏极极限电流和电压，R_2 与 R_1 分压所采集电压是为片内的可编程精确设置限流值。当 $R_2 = 12k\Omega$ 时，流进开关管的电流为额定值的 69%；当 $R_2 = 6k\Omega$ 时，则为额定值的 90%；当 $R_2 = 20.5k\Omega$ 时，则为额定值的 51%。可见，开关允许流进电流的大小与 R_2 的阻值紧密相关。输出高电压通过电阻 R_3 与 L 脚相连实现远程控制开关的作用，具有远程控制功能，还可以作输入电压欠电压和过电压检测。TOP249Y 的电平转换电流分别是 50μA 和 225μA，这样它的欠电压保护和过电压保护电压分别是 $V_{UV} = I_{CP}R_3 = 50 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^6 V = 100V$，$V_{OV} = I_{OP}R_3 = 225 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^6 V = 450V$。

过电压时最大占空比 D_{max} 随着流入 X 端的电流 I_X 的增加而减小，当 I_X 从 90μA 增大到 196μA 时，占空比就从 0.78 线性地降到 0.47。当电源失电，IC_1 检测出欠电压或无电压，这时电容 C_2 放电，以减少输出受到干扰；当电源输出调节失效或输入低于 60V 时 IC_1 立即关闭，避免元器件受到损坏。

VS_1、VD_1、C_4 组成网络钳位吸收电路，吸收片内的开关 MOS 管在关断时由高频变压器一次绕组的漏感所产生的尖峰电压，保护片内的 MOS 管不受损坏。一台好的变压器，它的漏感很小，加上钳位电路的抑制，尖峰电压比反冲激励电压高不到 150V 时，可选用 200V 的瞬态电抑制器；当一次反冲电压不超过 135V 时，可采用 RCD 网络缓冲电路，否则开关 MOS 管在关断时，会造成瞬时过电压击穿。TOP249Y 在极限电流为 3A、5.4A 的条件下，整机效率为 0.9，这时的最大占空比分别为 0.4、0.43，电源的输出功率 $P_o = \sqrt{2}V_i I_{limit} D_{max} \eta / K$，$K$ 为 PWM 转换

系数，设 $K=1.2$，则 $P_o=\sqrt{2}\times85\times3\times0.4\times0.9/1.2\text{W}=108.17\text{W}$。

若占空比 $D_{max}=0.4$，$I_{limit}=5.4\text{A}$ 条件下的输出功率 $P_o=\sqrt{2}\times85\times5.4\times0.4\times0.9/1.2\text{W}=194.7\text{W}$。

如果转换系数为100%，极限电流为5.4A，最大占空比 $D_{max}=0.43$，这时TOP249达到极限输出功率，$P_{Lin}=\sqrt{2}V_iI_{limit}D_{max}\eta/K=\sqrt{2}\times85\times5.4\times0.43\times0.9/1\text{W}=251.17\text{W}$。

输出滤波由 C_8、C_9、L_2、C_{10} 组成。空载时TOP249Y能自动降低频率，使电源损耗降至最低，同时还具有频率抖动特点，有利于抑制电磁干扰。输出电压 V_o 的计算：

$$V_o=\left(\frac{R_9+R_8}{R_7}+1\right)V_{REF}$$

式中，V_{REF} 为TL431的基准电源，$V_{REF}=2.5\text{V}$。

$$V_o=\left(\frac{22\text{k}\Omega+8\text{k}\Omega+5\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega}+1\right)\times2.5\text{V}=20\text{V}$$

电阻 R_{10} 是 IC_2 的发光二极管限流电阻，一般发光二极管的管压降为0.5V，工作电流为20～80mA，现取50mA，计算 $R_{10}=(V_o-V_{DF}-V_{REF})/I_F=(20-0.5-2.5)/(50\times10^{-3})\Omega=340\Omega$。

R_6、C_{13}、R_9、R_8 可改善误差放大器频率响应，C_{12} 可降低误差放大器增益，防止采样信号“失真”和抑制输出电压的纹波。设输出纹波频率 $f_{rip}=5\text{kHz}$，放大器的增益 $G=45\text{dB}=0.012$，则 C_{13} 与 R_6 的关系是 $G=1/(2\pi f_{rip}C_{13}R_6)$，则

$$C_{13}=1/(2\pi f_{rip}R_6G)=1/(2\times3.14\times28\times10^3\times5000\times0.012)\text{F}=0.1\mu\text{F}$$

安全电容 C_7 和 L_1、L_3、C_1 等元件使开关电源产生的电磁辐射得到抑制。C_1 称为X电容。C_4、VS_1、VD_1 为尖峰电源滤波器。R_4、C_6 有滤除控制端口上的峰值电压、决定自动重新启动频率、对控制回路进行补偿等三大功能。

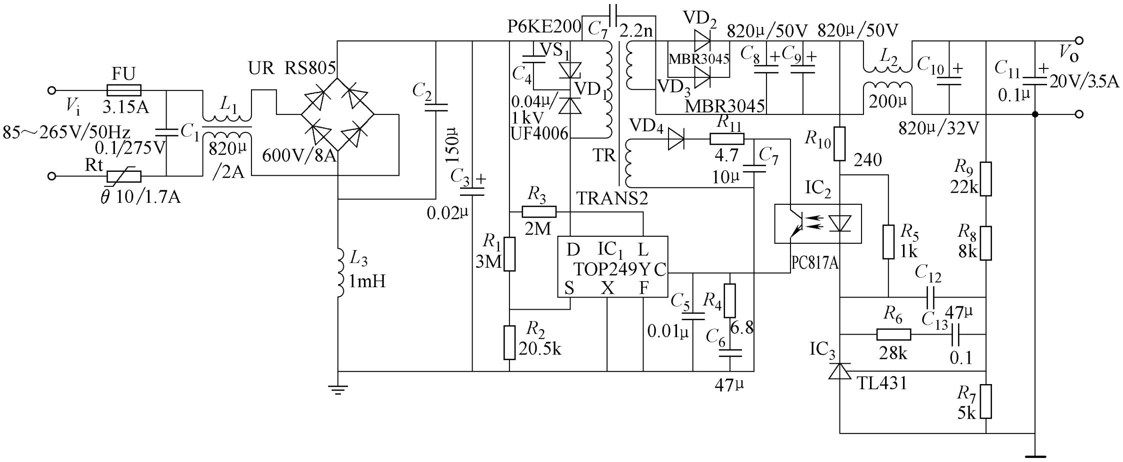


图6-15 高效率自动调速的TOP249Y六端单片开关电源

6.8 电源效率

效率是指一个用电设备的输出功率与输入功率之比即 $\eta=\frac{P_{out}}{P_{in}}$。功率是指单位时间，电

力对物体所做的功，$P=VI$，它是用电设备所消耗的电流与电压的乘积。

6.8.1 如何提高高频变压器性能

高频变压器是开关电源进行电能转换的动力，是决定其性能好坏的重要部件，它影响着开关电源的功率、效率和质量等。变压器在开关电源电路里起着磁耦合、传送能量、存储电能、抑制尖峰电压和尖峰电流的作用。另外，它还与电路电容构成频率振荡器，产生谐振，调整控制输出电压，实现电压的升降。所以说，设计开关电源不如说是设计高频变压器，设计高频变压器是设计开关电源的基础，是核心。

高频变压器的设计项目包括：

1）直流输入电压参数：输入电压的最小值 $V_{i(min)}$、输入电压的最大值 $V_{i(max)}$、一次电流 I_P、最大占空比 D_{max}的选用与计算，一次平均电流 I_{AVG}的设计与计算，峰值电流的计算，脉动电流 I_R 的计算，有效电流 I_{rms}的计算，一次电感 L_P 的计算，一次绕组匝数 N_P 的计算。

2）二次参数：二次绕组匝数 N_S 的计算，二次电流 I_S 的设计与计算，一次、二次线径的计算与核对，一次、二次电流密度 J 的检查与核对。

3）高频变压器磁心结构的选用：磁心大小与结构形式的选用，磁心有效截面积 A_e、磁心窗口面积 B_e、有效磁路长度 l、磁心气隙宽度 δ 的计算。

4）骨架的配置与计算：骨架的绕组宽度 b、安全隔离边距 M、一次绕线层数 d 等。

在这些项目中有些是需要查表的，有些是由产品参数给定的，有此是设定的。

设计高频变压器要注意减少漏感、趋肤效应和邻近效应，因为这 3 条是影响变压器性能的重要因素。在开关电源指标允许的范围内，应增加一次电感 L_P，减小一次峰值电流 I_P 和有效电流 I_{rms}，其目的是使高频变压器在连续模式下工作，降低变压器在运行中的损耗。此外，高频变压器的漏感的电能与一次峰值电流 I_P 的二次方成正比，这种电能在每个开关周期内被消耗。需要知道，减小有效电流 I_{rms}，除增大一次电感外，还必须降低钳位保护电路上的电能损耗，所以钳位保护电路上的元件要仔细选用。降低漏感、减少趋肤效应已经在变压器设计中讲了很多，先进的绕制工艺是最有效的。

选用合适的磁心材料和恰当的结构形状是保证电磁能有效传送、降低铁心发热量、提高变换效率最为重要的一环。当然大的磁心可以降低铁损，但是过大的磁心不但浪费资源，还会使脉冲传输信号产生失真、工作失调。在设计、选用磁心时要使铁心的铁损与绕在铁心上的漆包线的铜损相等、正确地使用漆包线线径、正确地选用工作频率以及占空比是提高高频变压器性能的有效措施，不要只注重输出功率与磁心截面积的直接关系，还要注重磁心的材料特性、变压器的形状（表面积与体积的比率）、表面的热辐射、允许温升、工作环境和变压器的工作频率等，不能把输出功率与变压器的大小简单地联系起来。要借助磁心生产商提供的特定磁心计算图表和某些特殊的计算公式，对高频变压器的对流冷却、工作频率和工作温度等关系曲线进行正确地选用和计算。

变压器的绕制是值得重视的，有了完好的制作材料、正确的设计数据，不一定能制造出性能最佳的高品质的高频变压器。高频变压器的绕制过程也是一门专用技术。高频变压器匝线的排列、绕线的松紧、引线的长短以及层间、匝间所垫绝缘层的材料和层数等，对决定变压器匝间分布电容、交流电感量的漏感、直流损耗、交流损耗起着非同小可的作用。尖峰电压高、纹波电流大、高频变压器发热量高与绕制变压器的工艺有直接关系。如果电路允许，

采用堆叠式绕法能改善轻载时的稳压性能，降低成本，使 PCB 排线和引脚更加方便简单；采用“三明治”绕法能加强磁耦合能力，减少二次绕组对反馈绕组的干扰，对一次绕组的漏感起到屏蔽作用。

最后是高频变压器的屏蔽问题。高频变压器是向外发射高频电磁信号的发生源，同时也是影响电磁兼容性的一个最大的难点。仅对高频变压器来说，屏蔽显得十分重要，如果一台完好的开关电源在测试中各种技术参数都符合要求，只是电磁干扰（EMI）和射频干扰（RFI）不符合要求，那么这台开关电源就是废品。消除这两种干扰的最好办法就是屏蔽，高频变压器的屏蔽有层间屏蔽和变压器整体屏蔽两种，这两种屏蔽对抑制电磁干扰和射频干扰是行之有效的。

6.8.2 如何提高开关电源效率

1. 一般原则

1）所设计的开关电源应工作在最大占空比（D_{max}）下。对于 85 ~265V 交流输入电压，D_{max}值选 60%；对于 100V/115V 交流输入电压，D_{max}值选 40%；对于反激式变换电路，D_{max}值选 50%；对于正激式变换电路，D_{max}值选 45%；其他形式的变换电路一般都选 50%。

2）降低一次电感 L_P，以减小一次峰值电流 I_P 和有效电流 I_{rms}。高频变压器应工作在连续模式下，不要运用不连续模式。

3）高频变压器的二次侧应采用多股并联的“三明治”绕制方法，最好不用逐步分离式绕法。

4）选用低损耗的磁心材料。在安装空间允许的条件下尽量选用较大尺寸的磁心，同时还要选用合适的磁心形状。

5）整流桥的输出电流必须大于开关电源的额定电流，否则电源的功率损耗增大、效率下降，严重时达不到所设计的输出功率。

6）为了抑制尖峰电压和电磁干扰，电源必须设有一次侧钳位保护电路和电磁干扰滤波器。

7）电源整流电路中滤波电容的容量和耐压值要有一定的富余量。交流输入电压为 85 ~265V 时，选用电解电容的容量与输出功率有一定的比例，这时可选用 3.3μF/W 电容；固定输入电压为 110V/115V 时选用 2μF/W 电容；对于 230V 交流输入电压，选用 1.5μF/W 电容。

8）二次侧输出整流二极管的标称电流是连续输出电流典型值的 3 倍；整流二极管的标称电压是连续输出工作电压的 2 倍。整流二极管的反向恢复时间越短越好，一般在 10ns 以下，宜选用肖特基二极管。

2. 具体原则

（1）从电路设计开始

选用合适的工作频率（f）、恰当的占空比 D_{max}。长期工作实践证明，工作频率的高低对开关电源的工作性能有很大的影响。开关电源的各种变换形式对工作频率的要求也不一样。

只有适量地提高一次电感 L_P，才能提高电源的效率。这是因为一次电感 L_P 增加后，可以降低一次峰值电流 L_P 和有效电流 I_{rms}。这样通过变压器耦合，使二次侧输出至整流二极

管和滤波电容的损耗下降，同时还能使变压器漏感的能量损耗下降。有公式：

$$P_o = \frac{1}{2} f L_P I_{PK}^2$$

式中，f 是开关电源的工作频率；I_{PK} 是变压器一次侧的峰值电流；L_P 是变压器一次电感；P_o 是开关电源的输出功率。

上式表明，输出功率与高频变压器的一次电感成正比关系。需要指出的是，增加了一次电感 L_P 之后，也减少了 I_{rms}，其结果还必须降低开关管漏极保护电路上的损耗，所以在设计开关电源电路时，还应设计由瞬态电压抑制器和超快速恢复二极管组成的缓冲网络吸收回路。它的作用一方面是吸收变压器一次侧的漏感和二次侧对一次侧的反向漏感，另一方面是保护开关功率管免受反向峰值电压对其造成的损坏。

（2）元器件选择

在研制开关电源时，不仅要设计好开关电路，还必须正确地选用元器件。这些元器件大致包括：一般元器件，这里有电阻、电容、整流桥或整流二极管、晶体管、稳压管等；特殊的半导体器件，有可调式精密稳压源 TL431、瞬态电压抑制器 TVS、超快速恢复二极管 SRD、肖特基二极管 SBD、电磁干扰滤波器、光耦合器、熔断电阻器、自动恢复开关、负温度系数热敏电阻等；开关电源集成控制芯片将各种功能、多回路控制电路集成在一块芯片上；最后是磁性材料，这种材料常用在脉冲变压器的磁心、输出滤波电感的磁棒、输出电路上的磁珠、高频变压器上的铁氧体磁心中。要全面地了解所有元器件的特点、种类、主要参数以及选用的原则。比如说，开关电源输入电路的 EMI 滤波电容、钳位电路的电容应该选用耐高温、耐高压的陶瓷电容或聚酯薄膜电容。开关功率管一般选用 MOSFET 或 IGBT。二次侧输出整流二极管应选用超快速恢复二极管或肖特基二极管。

（3）高频变压器的制作工艺

降低高频变压器的损耗，是提高电源效率的一项重要措施。一个高性能的高频变压器应该具有较小的铜损和铁损。所谓直流损耗就是铜损。为了降低铜损，应使用较粗的铜线。这是因为：

$$P_{Cu} = I_P^2 (R_P + R'_S)$$

式中，P_{Cu} 为高频变压器的铜损（W）；R_P 是高频变压器一次侧直流电阻（Ω）；R'_S 是高频变压器一次侧高频率工作的阻抗（Ω）。

可见，变压器线绕电阻越大，铜损也越大。

交流损耗是由于高频电流的趋肤效应所产生的损耗。高频电流通过导线时，按右手定则，将在导线上产生逆时针方向的磁力线，磁力线也将引起涡流。这样加大了导线表面电流，抵消了中心电流。这种电流在导线表面流动，中心无电流的现象称为趋肤效应。由于磁动势最大的地方是邻近的周围，因此称之为邻近效应。趋肤效应的趋肤深度为

$$\Delta l = 6.61 \frac{K}{\sqrt{f}} = \frac{K_m}{\sqrt{f}}$$

式中，Δl 为穿透厚度（mm）；$K = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \rho_C}}$，为材质常数，在 20℃ 时铜的 K 值取 1；ρ 为工作温度下的电阻率；ρ_C 为铜在 20℃ 时的电阻率，取 $1.724 \times 10^{-6}\ \Omega \cdot cm$；$\mu_r$ 为导磁材质的相对磁导率，非导磁材质的 μ_r 值为 1；f 为高频变压器的工作频率（Hz）；K_m 为物质和温度有

关的常数（例如铜在 100℃时，$K_m = 75$；20℃时，$K_m = 65.5$）。

上式说明，选用高频变压器导线时不能只注意电流的大小，还要根据高频变压器的工作频率以及绕制变压器的有效参数来确定。

所谓铁损是指高频变压器的磁心损耗。这种损耗也使得电源的效率降低。铁损是指选定磁感应强度下单位体积的铁损与铁心体积的乘积：

$$P_{Fe} = P_V V_e$$

式中，P_V 是单位体积的铁损（W/cm^3）；V_e 是磁心体积（cm^3）。

铁损很难计算得十分准确，一般只是凭经验估计。如高频变压器在连续模式下工作，它的工作频率在 100kHz 时，铁损为 30 ~ 50mW/cm^3。

为了降低铁损，在开关电源空间允许的条件下，可适当选用较大尺寸的铁氧体磁心。选用时还要注意的是，磁性材料经充磁后很容易退磁（即我们所说的软磁性），其矫顽力很小，它的本性很脆，所以不能随便碰撞，不然就会破碎。

在绕制变压器时应注意绕制工艺，“三明治”绕法和堆叠式绕法是经常使用的方法。“三明治”绕法是针对二次侧只有一路输出的高频变压器而言的；堆叠式绕法是针对二次侧有 3 路以上输出且输出电压不同的变压器而言的。还要注意的是绕制变压器的框架两端必须有 2mm 的安全距离，就是所谓的挡墙。每个绕组进、出线的引线要短，并且要有高压套管加套在引出线的端头，这一切为变压器耐高压绝缘打下了基础。当然还要在变压器的级间或层间垫上高强度绝缘胶带。总之，为减小高频变压器的损耗，提高开关电源的效率，必须采用合适的磁心材料、合理的导线线径、恰当的绝缘屏蔽和科学的绕制工艺。这 4 条要求达到了，高频变压器的质量自然也就提高了。

（4）减小高频变压器的漏感

设计高频变压器时必须想办法把漏感降到最小，因为若漏感较大，变压器在工作时产生的尖峰电压的幅度很高，钳位电路的损耗就很大，其结果必然是开关电源的效率下降。怎样减小变压器的漏感？怎样降低反向耦合的峰值电流？

可增加各绕组之间的耦合，尤其是一次侧与二次侧主输出绕组之间的耦合。为了达到这一目的，应减少各绕组之间的绝缘层，增加绕组的高度比，增加绕组的宽度，这些是由所选择的磁心型号决定的。一般 EE 型磁心可以使绕线的宽度大一些，EI 型磁心要小 1 倍。另外，可减少一次绕组的匝数 N_P，因为一次绕组的匝数少了，一次电感量就小了，自然漏感也就小了。漏感量与一次绕组匝数的二次方成正比。一次绕组的匝数少了，二次输出纹波电压也小。如果设计的一次绕组匝数能以两层或不到两层将所选磁心的长度绕完，这将使一次漏感和分布电容减至最小。所以，采用细长磁心而不用粗短磁心就是这个理由。用三重绝缘线时，不需加挡墙，绝缘层之间也不用加绝缘胶带，电流密度大。用三重绝缘线绕制的变压器比用漆包线绕制的变压器的体积要小一半，漏感量大为减小。但是三重绝缘线的成本高，一般要求不高的小功率开关电源不用这种绕线。

对于多路输出的开关电源，一定要使输出功率最大的一个绕组靠近一次绕组，如果两个二次绕组的输出功率都比较大，应当把一次绕组夹在这两组二次绕组中间，只有这样两个二次绕组才能同样得到磁场的强耦合，降低了由于耦合不佳所产生的漏感。“三明治”绕法就是基于这一理论。

在开关电源的工作过程中，由于高频变压器的匝间和层间分布电容的存在，被调制的脉

冲高频及电压谐振频率反复进行充放电，被吸收了部分能量，降低了电源效率。分布电容与分布电感形成了 LC 振荡，会产生振铃噪声。一次绕组的分布电容的影响更为突出。为了减小一次绕组分布电容，在设计电路时可将一次绕组的始端接到开关管的漏极或晶体管的集电极上。这一措施可使一次绕组起到屏蔽作用，也减小了分布电容在变压器工作期间产生的振铃噪声和其他一些不好的作用。

开关电源通电后，高频变压器磁心 EE、EC 之间由于产生吸引力而发生位移；绕组电流相互间的引力或斥力也使绕组产生偏移。发生这种位移或偏移的结果是使高频变压器发出音频噪声。为了消除这种音频噪声，就要想办法使磁心不产生位移，通常以玻璃球黏合剂将磁心的两对结合面（磁心的中间磁柱常留有气隙）黏结在一起。这种玻璃球黏合剂是用玻璃球和胶着液按 1:9 的比例配置而成的混合物，在 100℃ 以上的温度中放置 1h 即可固化。这对磁心发生形变起到固定作用，以免出现偏磁。

开关电源变压器是在高磁场下完成电能传送任务的，泄漏磁场对相邻电路造成干扰是很有可能的。为了防止这种现象出现，可将一个铜片环绕在变压器外部的一端，构成一条屏蔽带。该屏蔽带相当于一只短路环，能对泄漏磁场起到屏蔽作用，屏蔽带应与“地”接通。短路环两端不能直接焊接，应当留有间隙。

高频变压器要尽量降低损耗，尽量减小漏感，尽量降低音频噪声，尽量缩小变压器的体积。

6.8.3　如何提高 PCB 设计质量

在电源板上元器件的布局，是根据原理图的安排按“T”形展开的，开关电源的交流进线与二次侧输出线一定要放在电路的对面两头，互为 180°方向放置，切不可成 90°角放置或进线、出线放在同一端。这是危险的，是不安全的，而且对整个电路都将造成传导噪声干扰加大。开关电源的脉冲变压器或 APFC 的电感升压变压器与高频变压器放置时互为 90°。高频变压器的一次侧、二次侧元器件包括整流二极管，要紧靠高频变压器放置。开关脉冲输出信号要远离高压电源，紧靠高频变压器的一次侧，引线不能太长。反馈控制端要靠近地线。开关电源的输入地与输出地之间最少保持 8mm 的净空距离，两地之间可用 4.4nF 的高压聚酯电容（或称 Y 电容）连接，以免电路发生共模干扰。

对于电路板上的走线，要注意两条或三条的平行走线不能太长。不允许两条走线互为 90°穿过对方。所有需要接地的元器件的接地焊盘不宜太多，接地焊盘越少越好。尤其是单片开关电源的源极与反馈绕组的地、自动启动电容以及电源滤波电容应该接在一个接地点上。

开关电源的地线适宜置于电路板的下方，地线不可太长，应该短而粗，并将控制反馈回路包围起来。变压器二次侧引脚焊盘至整流二极管、整流二极管至二次侧滤波电容这段线应该粗一些，最好是在走线的上面镀上一层厚锡，以增加输出电流的流通面积，否则电路板将发热，甚至起火燃烧。一般来说，大电流的输出线加粗后，会使电路板的高频涡流减少，散热效果增强，电源的工作效率和负载能力都会得到提高。

印制电路板走线边缘化问题。所谓边缘化是指在一块电路板上，其信号线与地线应尽量走在电路板“顶端”（即边缘），远离高频电路，使信号不受高频信号或大电流信号的影响。但是，所说的边缘不是边线，所有的走线必须离边线有 2 ~ 4mm 的距离。只有这样才能使电

路板上的元器件不受机壳的影响，保证电源运行安全。

6.8.4　开关电源怎样实现准谐振

所谓准谐振电路是在方波转换器的开关转换瞬间实现极低的损耗，故称为“准谐振”。实现准谐振方式的关键是保证主开关在 V_{DS}的电压极小值时将主开关开通。要检测这个最小值，可采用检测振荡变压器辅助绕组电压的方法，快速地检测开关管 V_{DS}电压的极小值。

MOSFET 各个极存在寄生电容，由于这些电容的存在，在硬开关转换过程中，会产生振荡，这种振荡就是损耗产生的原因。同样，变压器各绕组间、层与层之间，都存在有寄生电容，在一个时钟周期里 MOSFET 的导通和关断会产生很大的电流尖峰，电流尖峰含有很多谐波，从而产生 EMI，污染了环境。

如果不用固定时钟来初始化导通时间，而利用电路测量开关管漏-源极电压的最低值，就在这时启动开关管的导通时间，结果就会由于寄生电容被放电到最小电压，峰值导通电流将会最小化，这时被称为准谐振开关，由于寄生电容没有放电，因此，尖峰电流不会出现。这种电源的调节是通过改变电源的工作频率来实现的。不管当时的负载或电路电压是多少，MOSFET 始终保持电压在低谷时导通，因此，这种模式称为边界条件模式。准谐振也意味着零电压关断损耗。由于规定 MOSFET 会在谷值处进行转换，在某种情况下，可能会增加源-漏极间电容，以降低源-漏极电压的上升速度。较慢的源-漏极电压上升时间，会降低 MOSFET 关断时漏极电流和漏极电压之间的电压/电流交叠，使得 MOSFET 的功耗更小，从而降低其开关管温度增强的可靠性。

实现零电压导通，这是减小开关损耗，降低 EMI 噪声最好的措施。一般只要增加磁通复位检测功能（通常是利用辅助绕组来实现），以便在检测到振荡电压达到最低点时打开开关管。但问题是工作频率是变化的，从而影响了设计参数的准确。设计参数包括：变换器的工作频率 f_s；一次绕组最大峰值电流 $I_{P(max)}$；最低输入直流电压 $V_{i(min)}$；一次绕组电感量 L_P；二次绕组到一次绕组反激电压 V_{OR}等。在准谐振模式下，工作频率 f_s 是变化的，因而使 $I_{P(max)}$和 L_P 无法确定。图 6-16 所示为 MOSFET 的漏极电压在一个周期的漏极电压波形，由图可见，工作周期由 3 部分组成：T_{ON}、T_{OFF}、T_W。当开关管导通时，一次绕组有电流流动，电流将以 V_{IN}/L_P 的斜率增大。当电流达到 $L_{P(max)}$时，控制器将开关管关断。开关管的导通时间 T_{ON}由下式确定：

$$T_{ON} = I_{P(max)} \frac{L_P}{V_{IN}} \tag{6-1}$$

开关管关闭后，存储在变压器的能量将被传递到二次绕组。T_{OFF}代表了二次绕组吸收能量的过程

$$T_{OFF} = \frac{L_S I_{ps}}{V_{out} + V_{DS}} \tag{6-2}$$

式中，L_S 为二次绕组电感量，I_{ps}为二次绕组峰值电流，V_{out}为输出电压，V_{DS}为开关管漏-源极电压降。

设变压器一、二次绕组匝数比为

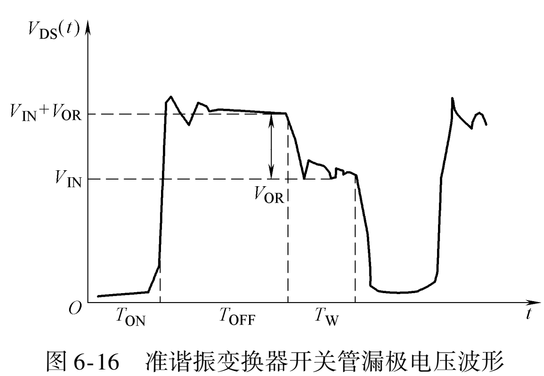


图 6-16　准谐振变换器开关管漏极电压波形

N，即

$$N=\frac{N_P}{N_S} \tag{6-3}$$

有下列关系：

$$I_{ps}=NI_P \tag{6-4}$$

$$L_S=\frac{L_P}{N^2} \tag{6-5}$$

$$V_{out}+V_{DS}=\frac{V_{OR}}{N} \tag{6-6}$$

经计算将式（6-4）~式（6-6）代入式（6-2）得到

$$T_{OFF}=\frac{L_P I_P}{V_{OR}} \tag{6-7}$$

当二次绕组的能量释放完后，一次绕组上的感应电压 V_{OR} 也消失。由于一次电感量 L_P 和开关管的漏极电容 C_P 及电阻组成一个 RLC 谐振电路，因此，感应电压变化为

$$V_{OR}=V_{OR}^{-\alpha t}\cos(2\pi f_p t) \tag{6-8}$$

式中，α 是衰减因子，$\alpha=\frac{R_P}{2L_P}$，f_p 是谐振频率，$f_p=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_P C_P}}$。

由此得到开关管的漏极电压：

$$V_{DS(t)}=V_{IN}+V_{OR}^{-\alpha t}\cos(2\pi f_p t) \tag{6-9}$$

当 $\cos(2\pi f_p t)=-1$ 时 $V_{DS(t)}$ 具有最小值，可得：

$$t=\frac{1}{2f_p}=\pi\sqrt{L_P C_P} \tag{6-10}$$

该值就是我们要求的 T_W，即

$$T_W=\pi\sqrt{L_P C_P} \tag{6-11}$$

至此得到准谐振变换器的一个完整的工作周期 T：

$$T=T_{ON}+T_{OFF}+T_W \tag{6-12}$$

则其工作频率

$$\begin{aligned} f_S&=\frac{1}{T}=\frac{1}{T_{ON}+T_{OFF}+T_W}\\ &=\frac{V_{IN}V_{OR}}{I_P L_P(V_{IN}+V_{OR})+V_{IN}V_{OR}\pi\sqrt{L_P C_P}} \end{aligned} \tag{6-13}$$

对于反激式变换器的功率传递式：

$$\frac{P_{OUT}}{\eta}=\frac{1}{2}L_P I_P^2 f_s \tag{6-14}$$

对此式整理得到：一次绕组电感 L_P 和电流 I_P

$$L_P=\frac{2P_{OUT}}{\eta I_P^2 f_s} \tag{6-15}$$

将式（6-15）代入式（6-13）可得：

$$I_P = \frac{2P_{OUT}(V_{IN}+V_{OR})+V_{IN}V_{OR}\pi\sqrt{2P_o\eta C_P f_s}}{\eta V_{IN}V_{OR}} \tag{6-16}$$

式中，V_{IN}、P_o 是已知的，准谐振效率 η 为 0.9 ~ 0.96。对式（6-16）要求出 I_P 值，还须确定 V_{OR}、C_P、f_s。

V_{OR}是二次到一次的感应电压，它取决于开关管漏极击穿电压 V_{DSS}、最大直流输入电压 $V_{IN(max)}$ 等参数。在反激式准谐振模式下，为了实现零电压导通，V_{OR}应取大一些。在 800V 的 MOSFET，按下式确定：

$$V_{OR} \leqslant V_{DSS} - V_{IN(max)} - \Delta V \tag{6-17}$$

ΔV 是一次绕组漏感 L_{LEAK}与开关管的漏极电容 C_P 所形成的尖峰电压有关，经验取值为 $0.2V_{DSS}$，则上式变为

$$V_{OR} \leqslant 0.8V_{DSS} - V_{IN(max)} \tag{6-18}$$

C_P 是开关管漏极对地电容，属于谐振电容，与漏感 L_{LEAK}构成第 1 个谐振电路，与一次绕组的电感 L_P 形成第 2 个谐振电路。第 1 个谐振电路决定开关管上的最高电压，第 2 个谐振电路决定开关管的导通时间 T_W。C_P 包括开关管的漏极电容 C_{oss}和分布电容，C_P 可以等于 C_{oss}。我们知道 C_{oss}会随 V_{DS}的变化而变化，但是，当 V_{DS}特别小时，C_{oss}才会有明显变化，当 V_{DS} = 25V 时，C_{oss}不会有变化。第 2 种情况是开关管漏极外增加一个电容 C_D，这时 C_P 由下式确定：

$$\Delta V = I_P\sqrt{\frac{L_{LEAK}}{C_P}} = 0.2V_{DSS} \tag{6-19}$$

式中，L_{LEAK}为一次绕组漏感，I_P 是一次绕组峰值电流。

整理式（6-19）可得：

$$C_P = \frac{I_P^2 L_{LEAK}}{(0.2V_{DSS})^2} \tag{6-20}$$

取 $L_{LEAK} = 0.2L_P$，将值代入式（6-20），得到

$$C_P = \frac{I_P^2 L_P}{(0.2V_{DSS})^2} \tag{6-21}$$

根据计算将式（6-16）整理得

$$I_P^2 L_P = \frac{2P_{OUT}}{\eta f_s} \tag{6-22}$$

将式（6-22）代入式（6-21）最后得到：

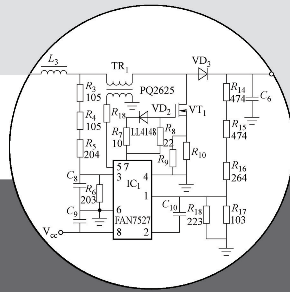
$$C_P = \frac{P_{OUT}}{0.1\eta f_s V_{DSS}^2} \tag{6-23}$$

从式（6-23）可以看出：较大的 C_P 值可以抑制尖峰电压，但会增加损耗，也会形成 EMI 噪声。一般 C_P 取 100 ~ 1000pF 之间，同时使用 RCD 钳位电路抑制这种尖峰电压。f_s 是系统的工作频率，对于准谐振模式，工作频率是变化的，在设计时，应以最低工作频率确定，通常 f_s 取 25k ~ 50kHz。至此，3 个量 V_{OR}、C_P、f_s 都得到确定，将它们代入式（6-16）就可以算出 I_P，将 I_P 代入式（6-15）算出 L_P。确定了这些参数后，下一步设计高频变压器、转换电路等重要电路。

关键参数计算只是理论计算，还需要结合实际经验的分析确定，要根据实际电路波形进行细致地调整，这样才能达到谐振变换器的高效率、低 EMI、低 THD 的电源优势。

第 7 章

研发开关电源的程序步骤



7.1　开关电源研发程序

研发开关电源有三种方式：一是来样仿制，稍加改制；二是吸收先进样板优点改制研发；三是根据市场和用户提出的技术指标进行研发。现对第三种方式的研发步骤进行介绍。

7.1.1　审题，确定实施方案

根据国际国内开关电源新标准和用户要求召开技术研讨会，以确定方案。技术研讨会的内容是：市场预测、单位技术能力、收益评估等。

1）可行性及可预约条件。依据要求及技术指标，评估本单位技术能力的高低，单位实验设备测试条件，元器件来源供给质量，是否具备应有的条件，尽可能满足一切有利研发条件的准入。

2）不可预约的条件及处理。通过以下途径进行研发：有能力但没有实验条件，可集资购买、借贷购买或在外单位实验；没有能力但有实验条件，可招聘高技术人员，借用外单位技术人员，与外单位合作研发。

3）不可行性提出问题。根据实际问题向上级部门报告不可行性的原因，强调利弊关系，特别防止盲目跟进、一拥而上。

确定实施方案有以下几个步骤：

1）确定转换方式（五种方式、六类拓扑）及控制条件（连续性和不连续性）；电流控制模式还是电压控制模式（准谐振式，频率反馈式）；保护方式；PFC 的转换等。

2）选用最佳的、成熟的控制 IC 和经济实用电路，并对元器件的市场购买、货架式采购的价格、难易性做出评估。

3）对方案进行确定、研究、设计、修改、完善、再设计、实施可行性绘图、出报告。

4）彻底了解控制转换芯片的性能特点，引脚功能特点及各种规格指标，完全掌握使用性能。

7.1.2　电路的设计与选用

根据控制芯片的特点，最大限度满足市场和用户的要求；在电路上，要求各个分图的功能能够支撑所描述电路的功能特点，而且所有电子元器件要求廉价、性能稳定性好、便于购买。特别注意以下事项：

1）组成原理图的各部分所必须具备的功能特点。

2）组成原理图的各部分的元器件必须商品化。

3）深入了解所设计或选用的原理图具有一定的时代性，还要牢牢把握它的装配、生产、调试、运行所要注意的事项，或是操作规程。

7.1.3 元器件的选用设计计算

1. 高频变压器的计算方法1

1）最大、最小占空比的计算。根据电源结构型式，对占空比采取不同的计算方法。

2）计算输入、输出功率。

3）计算输入最大、最小电压。查表确定变压器一次绕组的感应电压。

4）计算输入有效电流和峰值电流。

5）计算高频变压器一次电感。

6）计算高频变压器一次匝数。

7）计算高频变压器二次匝数，计算高频变压器反馈绕组匝数。

8）计算磁心气隙。

2. 高频变压器的计算方法2（核算方法1的准确性）

1）计算输入峰值电流及公式的推算。

2）计算高频变压器一次电感。

3）计算磁心气隙。

4）计算高频变压器一次匝数。

5）计算高频变压器二次匝数及反馈绕组匝数。

3. 其他电路技术参数计算

1）电路转换振荡频率的核对计算。

2）PFC转换参数及有关元器件的核对计算。

① 升压变压器的设计计算：计算输入功率；输入直流电压；输入直流电流；输入峰值电流；变压器的一次电感；变压器的一次匝数；变压器的二次匝数。

② PFC控制电路的设计计算：计算乘法器取压电阻；IC_1的限流电阻；电流反馈电阻；高频旁路电容容量；稳压偏置电阻；IC_1的供电电路元器件；输出滤波电容容量。

3）PWM转换参数及有关元器件的核对计算。

① 计算IC1的供电电路启动电阻；限流电阻；恒流偏置电阻。

② 计算网络吸收电路；输入峰值电压；理论吸收电阻；输入峰值电容容量。

③ 计算检测电阻。

④ 计算欠电压、过电压保护、工作点的设置及电路元器件。

⑤ 计算振荡电路的振荡频率。

⑥ 计算电路输出控制元器件；保护电路限流电阻；光耦合器限流电阻；二次输出滤波电容；输出滤波电感；反馈采样电阻；瞬态响应电容。

7.1.4 PCB的设计

PCB的设计要求如下（对不同的电路和结构应有不同的要求）：

1）减少辐射噪声：将电源线密封在PCB内，绘制大面积地线。

2）妥善布设印制导线：力求均匀合理布线，提高输入阻抗。

3）抑制电源线和地线阻抗引起的振荡；注意输入输出阻抗、串扰、共扰和辐射。

4）正确运用抗干扰元器件，特别注意元器件的特性，根据噪声，正确选用元器件，用旁路、吸收、隔离、滤波、去耦等方法抗干扰。

5）合理布置元器件及元器件的选用；根据原理图，有主有次，根据元器件体积形状紧疏结合。

6）把握好 7.4.4 节的布线技巧。

7.1.5　项目预算

计入预算的费用有：研发材料费，研发工资费，试生产工资费，各种材料损耗，元器件材料采购运输费，设备损坏折旧费等项目。

7.2　UCC28600 研发实例

7.2.1　用户市场要求及可行性

该电源由加拿大 ON semiconductor 公司提出，用于数控机床、自动纺织机、程控交换机，可远方监测，耗能低，功率因数为 0.96 以上，用电功率约为 120VA，要求安全可靠。

该例中，根据用户要求，查证选用最佳的、成熟的控制 IC。我们选用 UCC28600 作为 PWM 控制转换系统，用 L6562 作为 PFC 转换检测。

7.2.2　绿色开关电源

所谓绿色电源就是环保电源，即低谐波含量、高功率因数、高效率、无污染（电磁辐射）的电源。从电工学原理知道，任何一个非正弦周期信号都是由不同频率的正弦波组成的，这些不同频率的正弦成分则被称为谐波含量。由桥式整流、电容滤波电路处理后的电源输入端电流不再呈正弦波形状，而是为辐射值很高的不连续的尖峰脉冲，它的基波成分很少，而高次谐波非常丰富，谐波总含量很大。如果开关电源的谐波含量很高，千家万户密集使用，所产生的谐波电流将对供电系统造成严重的污染，影响到整个电力系统的电气环境。过量的电流谐波会使发电机和电动机发热，功率损耗加大；会使变压器烧毁；会使计算机产生干扰造成误动作；会对计量检测仪器引入大的误差，停止正常工作……所以必须严格限制电流谐波含量。无论是从保证电力系统的安全经济运行，还是从保护用电设备以及人身安全来看，都必须使用低谐波含量、高功率因数的开关电源，这对市场、对用户来说都是十分必要的。

7.2.3　UCC28600 的功能

1. UCC28600 的主要功能特点

1）具有绿色控制、节约电能的特点。

2）工作在准谐振模式，减少 EMI、降低开关损耗。

3）低电流启动，最大为 25μA。

4）对电路负载可设定过电压保护点。

5）电流保护实施逐周期限制。

6）具有可编程软启动。

2. UCC28600 的引脚功能

1 脚（SS）：可编程软启动端，对地用电容连接该引脚，其容量决定软启动速率。

2 脚（FB）：反馈输入，接收光耦合器 PWM 信号，控制 MOS 管的峰值电流。该引脚控制 1 ~ 3 种工作模式。

3 脚（CS）：电流检测输入端，片内阻塞电压为 0.65V，最大检测管电流为 60mA，可设定功率限制。

4 脚（GND）：地。

5 脚（OUT）：驱动电流输出，内部钳位在 13V。

6 脚（V_{CC}）：供电电压为 12 ~ 14.5V。

7 脚（OVP）：电路过电压、负载过电压检测输入端，片内阻塞电压为 3V，由电阻调节该引脚灵敏度。

8 脚（STATUS）：若该引脚处于使能状态，能控制 PFC 电路，若该引脚处于 UVLO 期间，软启动开始。

3. UCC28600 多种控制模式

1）准谐振控制模式。当反馈电压在 2.0 ~ 4.0V 时，电路处在准谐振控制，CS 检测电压为 0.4 ~ 0.8V，谐振频率为 130kHz。

2）频率反馈控制模式。当反馈电压在 2.0 ~ 1.4V 时，压控振荡器的振荡频率为 40 ~ 130kHz，CS 检测电压为 0.4V。

3）绿色控制模式。谐振频率为 40kHz，CS 检测电压为 0.4 ~ 0.5V，转换器延迟控制，输出脉冲停止，使损耗最低，轻负载效率增高。

4. UC28600 电路特点

先进的逻辑控制和故障检测，具有高温、高压、高载、过电流保护；具有有源功率因数校正、提升功率因数、降低总谐波失真（THD）；具有 PWM 高效率转换，低成本制作，适用于全球各国。

5. UC28600 的各种技术参数

1）UC28600 的最低启动电流为 55μA，工作电流为 2mA，5 脚驱动电流为 1A。

2）工作频率为 40 ~ 130kHz。

3）反馈电压为 2.0 ~ 4.0V，CS 的峰值电压为 0.4 ~ 0.8V。

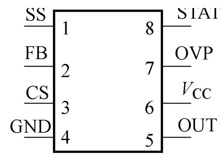
4）V_{CC}的工作电压为 20V，低压保护电压为 12V，工作电流为 8mA。

7.2.4 UCC28600 的工作原理

由 UCC28600 和 L6562 组成的高效率转换、多模式控制、高功率因数、准谐振驱动，集各种保护于一体的绿色开关电源，它的工作原理如图 7-1b 所示。电路用于程控交换、DVD 以及信息化工程。工作原理如下：

1. 输入电路

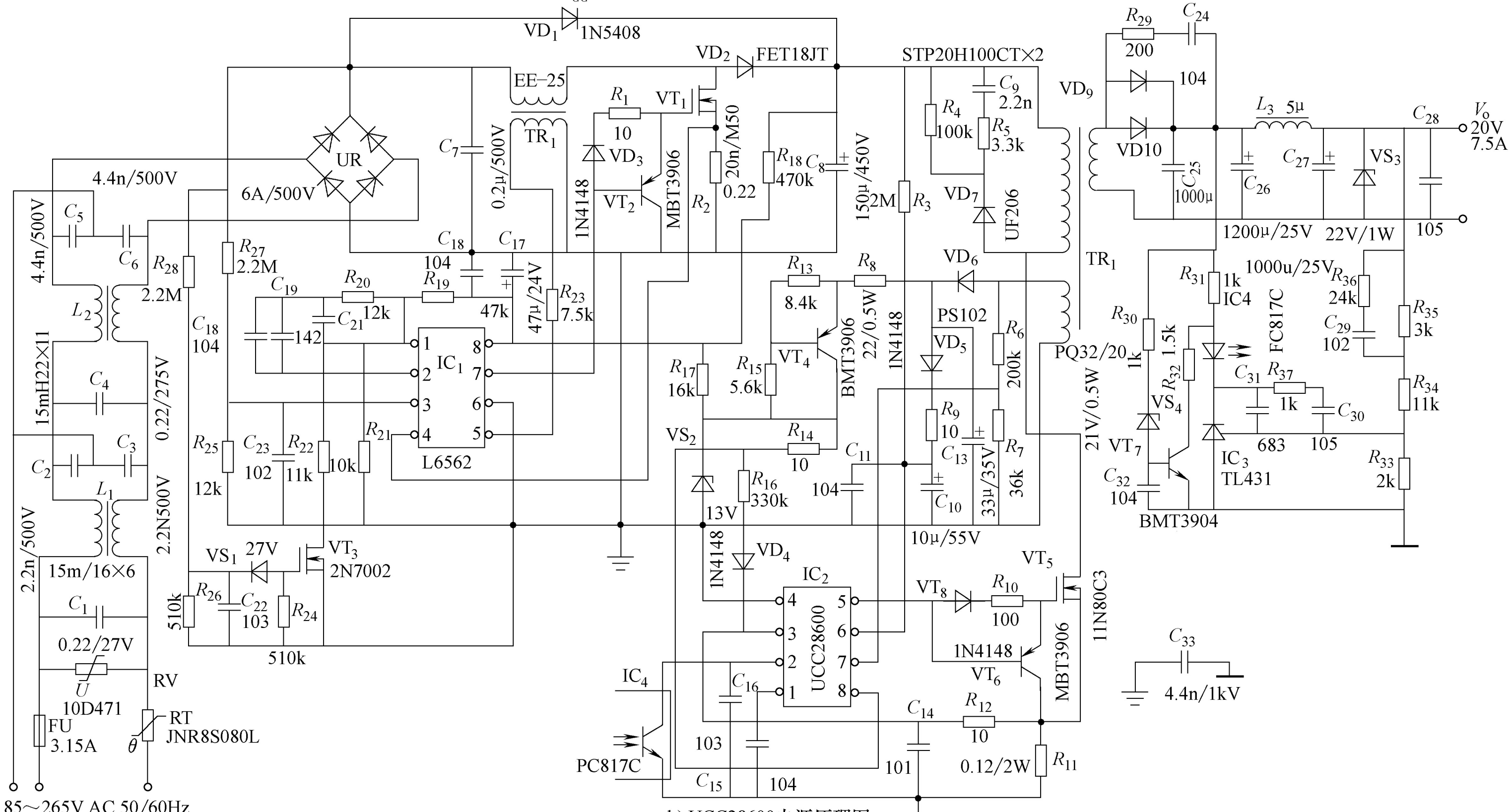
输入电路包括有低通滤波和一次整流。图中 C_1 ~ C_6 及 L_1、L_2 组成两级低通滤波，以滤



a) UCC28600引脚排列图

软启动可编程输入端　2—反馈输入端　3—电流检测输入端　4—GND　5—电流输出驱动端

6—V_{CC}　7—电压检测信号端点　8—模式控制输出端



b) UCC28600电源原理图

图 7-1　UCC28600 引脚图及其所组成的开关电源

除不同级别的 EMI，C_1 和 C_4 滤除串模干扰，C_2、C_3、C_5、C_6 及 L_1、L_2 滤除共模干扰，R_V 是压敏电阻，R_T 是热敏电阻，以稳定温度和输入电压波动给电源带来的影响，这种电路能将电磁干扰衰减约 80～100dB，是一种 EMI 最佳滤波效果电路。UR 和 C_7 是一次整流，使正弦波交流变为脉动直流。

2. 有源功率因数校正电路

APFC 电路主要由开关管 VT_1、升压变压器 TR_1、升压二极管 VD_1、滤波电容 C_8 以及 IC_1 等元器件组成。流经 TR_1 的脉动电流紧紧跟踪着输入电压按正弦波规律变化，使输出电流呈现正弦波，正弦波电流加到 VT_1 控制它的通断，将输入电流波形与脉动电压同相，降低总谐波含量，提高输入电源功率因数，实现有源功率因数校正。VD_2 是 APFC 电路电压的输出端，输出电压的高低由分压电阻 R_{27} 和 R_{25} 的分压系数决定，调整 R_{25}，便可调整输出电压。IC_1 的 7 脚是 PFC 信号输出，此信号触发 VT_1 的栅极，以控制 PFC 的转换过程，使 VT_1 的源极峰值电流控制在 600mA，吸收电流控制在 800mA 以内，IC_1 的驱动电压也钳制到 12V 左右，避免驱动电压升高而影响 IC_1 的供电电压。R_2 是反馈取压电阻。VT_1 电流流过取样电阻 R_2，使产生电压降，该电压与 IC_1 内部的正弦电压形成基准信号电压，与乘法器比较，以决定 VT_1 的关闭。R_{18}、R_{19} 及 R_{21} 是误差放大器信号输入端的分压电阻，此信号经 IC_1 内部比较器比较后，进行电压调整，并对输入电压进行检测，实施过电压保护。R_{23} 是电感电流检测电阻，根据电路检测电流的大小，通过 IC_1 使能控制，向 IC_2 提供多样控制模式。

3. L6562 的供电电路

该电路由 VD_5、VD_6、晶体管 VT_4、电解电容 C_{10}、C_{18}、稳压二极管 VS_2 等元器件组成。变压器 TR_2 的反馈绕组取得 18V 脉动电压，经 VD_6 单边整流后通过电解电容 C_{10} 滤波，电阻 R_8 平波，再由 VT_4、R_{18} 所形成的晶体管共基恒流源恒流，在 VS_2 的 13V 稳压后，向 IC_1 的 8 脚输出 13V 稳定直流工作电压。电路在启动瞬间，启动电压由分压电阻 R_{18}、R_{19}、R_{20} 组成，向 IC_1 的 V_{CC} 提供电压，当 PFC 工作开始后，高频振荡变压器开始振荡，TR_2 的反馈级很快产生电压，IC_1 从此获得到工作电压。

4. PWM 控制电路

脉宽调制（PWM）是该电路一大功能，具有准谐振绿色控制方式，有先进的节约能量特点，还有高水准的保护方式，为降低开关电源在轻载或无载时将 PWM 和频率调制（PFM）相结合进行调制创造了条件，充分发挥了两种调制的优点，使电路的控制水平得到极大的提升，为开发出优质高效电源创造了先例。它的工作原理是这样的：随着电源输入电压和负载的变化，引起 IC_4 发光二极管的亮度改变，经耦合，将使 IC_2 的信号反馈 2 脚控制输入也发生变化，这种变化，将调制脉冲整形比较，经放大，形成 PWM 驱动信号，此信号控制 MOSFET 的占空比，经高频变压器频率转换，最终将稳定由输入电压和电源负载所引起的改变。光耦合器的脉冲信号电压，同时也控制着 IC_2 三种不同工作模式：准谐振模式（QRM）、频率反馈模式（FFM）和绿色模式（GM）。这三种工作模式使压控振荡器的工作频率限制在 40～130kHz。这种频率既有利于电源电能的转换，同时也减轻了功率开关管和高频变压器的损耗。准谐振工作方式，使功率开关管处在零电压导通、零电流关断的工作状态，使得开关管损耗最低、谐波含量最小、电源转换效率最高，是现代电源变换普遍采用的一种最先进技术。图 7-1b 的 VS_4、VT_7 是为负反馈信号稳定工作点而设置的。C_{31}、C_{30} 及 R_{37} 决定误差放大器的频率，R_{35}、R_{36} 及 C_{29} 是改善和修正误差放大器的瞬态响应，R_{33}、R_{34}

及 R_{35}是决定输出电压定性电阻。二极管 VD_8、晶体管 VT_6 及电阻 R_{10}是提高功率管 VT_5 的开关速度而设置的保护电路。当 MOSFET 关闭时，由 MOSFET 的极间电容与高频变压器的漏感很容易产生谐振，这种谐振电压不但会损坏 MOSFET，而且还影响电路不能准确地进入准谐振工作方式，为了消除在 MOSFET 上的谐振，本电路采用了 R_4、C_9、R_5 及 VD_7 组成的 R^2CD 缓冲器。当振荡电压施加到处于截止的二极管 VD_7 时，这时缓冲电容 C_9 将电压电荷快速释放，从而抑制了振荡电压所产生的电负荷，保护了 MOSFET，提高了电路转换效率。

5. 输入电压检测电路和输出电流检测电路

过电压保护是每个开关电源必须具有的技术功能，UCC28600 不但具有过电压、欠电压保持，还具有电路过电压、负载过电压和准谐振功能。由 R_{24}、R_{26}、R_{28}和稳压二极管 VS_1 及 C_{22}、VT_3 组成输入电压检测电路。由 R_{12}、R_{11}和场效应晶体管 VT_5 组成的电流检测电路。过电流、过载保护是由该电路来完成的。电容 C_{13}是场效应功率驱动晶体管的源—漏极间电荷放电电容，C_{14}是电路旁路电容，R_{11}是取样电阻，R_{12}是限流电阻。UCC28600 控制集成电路内置有多种保护功能，但是，外围的电路参量是完善和具有先进功能极为重要的设计，电量传递回路和信号控制回路要有严格的距离，电源地和输出地不能混在一起，高频变压器周围的元器件要紧靠变压器，引线越短越好。

7.2.5　UCC28600 电路 PFC 的设计计算

UCC28600 引脚分布及电源原理如图 7-1 所示。

1. 升压变压器 TR_1 的设计计算

设输出功率 $P_o = 150W$，一次纹波电流 I_R 与峰值电流 I_P 的比值 $K_{RP} = 0.44$，变压器的二次电压 $V_S = 15V$，损耗分配系数 $Z = 0.8$（一次侧与二次侧损耗比值），工作频率 $f = 100kHz$。

（1）计算调制占空比

$$D_{max} = \frac{V_{OR}}{V_{OR} + V_{im} - V_{DS(on)}}$$

式中，V_{OR}在输入电压范围 AC 85 ~ 265V 时，一次感应电压为 135V，V_{im}为 90V，$V_{DS(on)}$为开关管导通电压，为 10V。

所以
$$D_{max} = \frac{135}{135 + 90 - 10} = 0.628$$

（2）计算输入最低直流电压 V_{Bmin}

此电压是输入最低交流电压上漂 15%，则

$$V_{Bmin} = 85 \times (1 + 0.15) \times \sqrt{2}V = 138.2V$$

（3）计算输入有效直流电流

$$I_i = P_i / V_{Bmin} = 166.67/138.2A = 1.206A$$

（4）计算输入峰值电流

$$I_{PK} = \frac{I_i}{(1 - 0.5K_{RP})D_{max}} = \frac{1.206}{(1 - 0.5 \times 0.44) \times 0.628}A = 2.46A$$

（5）计算变压器一次电感

$$L_P = \frac{10^3 P_o[Z(1-\eta) + \eta]}{I_{PK}^2 K_{RP}\left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right)f\eta} = \frac{10^3 \times 150 \times [0.5 \times (1 - 0.9) + 0.9]}{2.46^2 \times 0.44 \times \left(1 - \frac{0.44}{2}\right) \times 100 \times 10^3 \times 0.9}mH$$

$$= 0.762mH$$

（6）计算变压器一次绕组匝数

$$N_P=\frac{V_{Bmin}t_{on(max)}}{\Delta BA_e}$$

根据 PFC 升压变压器一般磁心选用 EE-25，$A_e=42\text{mm}^2$，磁感应强度 ΔB 在 90℃温度下为 $\Delta B=360\text{mT}\times60\%\approx0.22\text{T}$。

所以
$$N_P=\frac{138.2\times6.28}{0.22\times42}=94$$

（7）计算变压器二次绕组匝数

$$N_S=\frac{N_PV_S}{V_{Bmin}}=\frac{94\times15}{138.2}=10.2\text{，取10匝}$$

（8）计算变压器一次导线截面积和它的直径

$$S_P=\frac{KI_{PK}}{J_T}$$

式中，K 为变压器电流耦合系数，$K=1.2$；J_T 是漆包线电流密度，取 5A/mm²。

$$S_P=\frac{1.2\times2.46}{5}\text{mm}^2=0.5904\text{mm}^2$$

$$D_P=\sqrt{\frac{4S_P}{\pi}}=\sqrt{\frac{4\times0.5904}{3.14}}\text{mm}=0.867\text{mm}$$

2. L6562 有源 PFC 控制电路的设计计算

L6562 执行 PFC 的升压功能，它具有高线性，在乘法器中嵌入了 THD（总谐波畸变率）最优化电路，从而能在宽范围交流输入电压、大负载条件下实现低的 THD 和低的高次谐波成分，使高频滤波器电容充分放电，减少交越失真。

L6562 引脚功能如下：

1 脚：误差放大器反向输入端。

2 脚：误差放大器输出端，与 1 脚完成电压控制环的稳定性，保证功率因数与低 THD。

3 脚：乘法器输入端，提供基准的正弦电压给电流环。

4 脚：电压检测端，开关管的工作电流通过电阻所产生的电压与基准电压比较，它决定开关管的开通。

5 脚：电感去磁侦测输入端，它用负信号触发 MOS 管的导通。

6 脚：接地端。

7 脚：栅极驱动输出端。

8 脚：IC 电路供电端，电压控制在 22V 以下。

（1）乘法器取压电阻 R_{27}、R_{25} 的计算

PFC 的转换是利用芯片内部的一个小于 55μA 的电流转换电路进行电压采样比较、逻辑控制，它的最低输入电压为 120.2V，有

$$R_{27}=\frac{V_{i(min)}}{I_{PFC}}=\frac{120.2\text{V}}{55\times10^{-6}\text{A}}=2.185\times10^6\Omega\text{，取2.2M}\Omega$$

设 L6562 的 3 脚取样电压 $V_B=2\text{V}$，则

$$\frac{R_{25}}{R_{25}+R_{27}}=\frac{2}{375}$$

将 $R_{27}=2.2\text{M}\Omega$ 代入，得 $R_{25}=11.8\text{k}\Omega$，取 $12\text{k}\Omega$。

（2）电流反馈电阻 R_2 的计算

$$\text{L6562的门限电压 } V_{MO}=K\cdot V_{CN}$$

式中，K 为 PFC 转换系数，$K=0.85$；V_{CN} 为乘法器的输入电压，$V_{CN}=\dfrac{V_{i(min)}R_{25}}{R_{25}+R_{27}}=\dfrac{120.2\times12}{12+2200}\text{V}=0.652\text{V}$。

$$V_{MO}=0.85\times0.652\text{V}=0.55\text{V}$$

$$R_2=\frac{V_{MO}}{I_{PK}}=\frac{0.55\text{V}}{2.46\text{A}}=0.224\Omega\text{，取}0.22\Omega$$

（3）计算高频旁路电容 C_{23} 的容量

脉动电压经 C_{23} 使交流分量减小，设 C_{23} 高频充电时间 $T=600\text{ns}$，要求

$$T\leqslant\frac{R_{25}C_{23}}{2\pi K}$$

式中，K 为 RC 充电系数，$K=3.18$。

则

$$C_{23}=\frac{2\pi KT}{R_{25}}=\frac{2\times3.14\times3.18\times600}{12\times10^3}\text{nF}=1\text{nF}$$

（4）偏置电阻 R_{17}、R_{18} 的计算

设 $R_{18}=470\text{k}\Omega$，PFC 输出电压由该电阻决定。

$$\frac{R_{17}(V_{DH}-V_{S2})}{R_{17}+R_{18}}=V_{S2}$$

式中，V_{S2} 为稳压电压 13V；V_{DH} 为 PFC 输出电压，$V_{DH}=400\text{V}$。

$$\frac{R_{17}(400-13)}{R_{17}+470}=13$$

所以 $R_{17}=16.34\text{k}\Omega$，取 $16\text{k}\Omega$。

（5）限流电阻 R_{23} 的计算

IC_1 的工作电流为 2mA，TR_1 的二次绕组电压为 15V，所以

$$R_{23}=\frac{V_S}{I_S}=\frac{15\text{V}}{2\times10^{-3}\text{A}}=7.5\text{k}\Omega$$

（6）网络电路 C_{19}、R_{20} 的计算

R_{20} 是该电路频率补偿与波形修整，防止信号丢失的重要网络电路。C_{19}、R_{20} 的关系是

$$K_t=\frac{K}{2\pi f_{rip}C_{19}R_{20}}$$

式中，K_t 为电容充放电系数，它与电容的型号、大小和电容的材料有关，现取 0.01；K 的波形整形系数为 10%；f_{rip} 为纹波频率，设 $f_{rip}=100\text{kHz}$；R_{20} 的取值满足频率瞬态响应，要求 $R_{19}\geqslant4R_{20}$，若 R_{19} 取 $47\text{k}\Omega$，则 $R_{20}=\dfrac{R_{19}}{4}=\dfrac{47\text{k}\Omega}{4}=12\text{k}\Omega$。

$$C_{19}=\frac{K}{2\pi f_{rip}K_tR_{20}}=\frac{10\%}{2\times3.14\times100\times10^3\times0.01\times12\times10^3}\text{F}=1.3\times10^{-9}\text{F}=1.3\text{nF}\text{，取}1.4\text{nF}$$

（7）供电电路 R_{21}、C_{17} 的计算

当 PFC 不工作时，最低输入电压 $V_{i(min)}=120.2V$，则有

$$\frac{V_{i(min)}(R_{19}+R_{21})}{R_{18}+R_{19}+R_{21}}=V_{CC}$$

令 $V_{CC}=13V$，$R_{18}=470k\Omega$，$R_{19}=47k\Omega$，则

$$\frac{120.2(47+R_{21})}{470+47+R_{21}}=13$$

所以 $R_{21}=9.996k\Omega\approx 10k\Omega$

$$C_{17}=\frac{I_{op}\Delta t}{V_{H(min)}}$$

式中，I_{op} 为 IC_1 的工作电流，它为 IC_2 工作电流的 4 倍，取 8mA；Δt 为自举电压达到 IC_1 的启动门限电压的时间，设为 8ms；$V_{H(min)}$ 为 IC_1 最低滞后电压，取 1.5V。

$$C_{17}=\frac{8\times10^{-3}\times8\times10^{-3}}{1.5}F=42.7\times10^{-6}F\approx 43\mu F，取47\mu F$$

（8）滤波电容 C_7 的计算

C_7 是 PFC 转换输入滤波电容，它将高次谐波滤除。

$$C_7=\frac{1\times10^6}{2\pi fR_{FF}\phi}$$

式中，R_{FF} 为电路的输入阻抗，$R_{FF}=\frac{2P_o}{I_{PK}\eta}=\frac{2\times150}{2.46\times0.9}\Omega=135.5\Omega$；$\phi$ 为输入纹波电流的百分比，取 5%；f 为 100kHz。

$$C_7=\frac{1\times10^6}{2\times3.14\times100\times10^3\times135.5\times0.05}\mu F=0.235\mu F，取0.2\mu F$$

（9）输出滤波电容 C_8 的计算

$$C_8=\frac{1.8\times10^6\times P_o\left(\frac{1}{2f}-t_c\right)\times2\pi}{(V_{i(max)}-V_{i(min)})^2}$$

式中，f 为一次整流后的工作频率，$f=50Hz$；t_c 为半周期电容充电时间，设 3ms。

$$C_8=\frac{1.8\times10^6\times150\times(10-3)\times10^{-3}\times2\times3.14}{(400-120.2)^2}\mu F=151.6\mu F，取150\mu F/450V$$

7.2.6 UCC28600 电路高频变压器设计方法 1

输出参量：$V_o=20V$，$I_o=7.5A$，工作频率 $f=100kHz$，电源效率 $\eta=0.85$。

计算占空比：根据表 3-1，$V_{Bmin}=162.26V$，$V_{Bmax}=322.25V$；匝数比 $n=(V_{Bmin}-V_{DS(on)})/[(V_o+V_D)\eta]=(162.26-10)/[(20+0.4)\times0.85]=8.78$；$D_{max}=1/\left(\frac{V_{Bmin}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{162.26}{20\times8.78}+1\right)=0.520$；$D_{min}=1/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{322.25}{20\times8.78}+1\right)=0.353$。

计算开关管导通时间 $t_{on(max)}=\frac{D_{max}}{f}=\frac{0.52}{100\times10^3}s=5.2\mu s$，$t_{on(min)}=\frac{D_{min}}{f}=\frac{0.353}{100\times10^3}s=3.53\mu s$。

1. 计算电源输入功率

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{20 \times 7.5}{0.85}\text{W} = 176.47\text{W}$$

2. 计算输入有效电流和输入峰值电流

$$I_i = \frac{P_i}{V_{Bmin}} = \frac{176.47}{162.26}\text{A} = 1.088\text{A}$$

$$I_{PK} = \frac{I_i}{D_{min}} = \frac{1.088}{0.353}\text{A} = 3.082\text{A}$$

3. 计算高频变压器的一次电感

$$L_P = \frac{V_{Bmax} t_{on(min)}}{I_{PK}} = \frac{322.25 \times 3.53}{3.082}\mu\text{H} = 369\mu\text{H}$$

根据工作频率和输入功率选用 PQ32/20 磁心，$A_e = 142\text{mm}^2$，磁心的磁感应强度在温度100℃时为 350mT，磁通变化范围为 60%，$\Delta B = 350\text{mT} \times 60\% = 210\text{mT}$。用经验公式计算磁心的截面积 $A_e = 10.5\sqrt{P_i} = 10.5 \times \sqrt{176.47}\text{mm}^2 = 139.48\text{mm}^2$，取 142mm^2。

4. 计算变压器一次绕组匝数

$$N_P = \frac{V_{Bmax} t_{on(min)}}{\Delta B A_e} = \frac{322.25 \times 3.53}{0.21 \times 142} = 38.14 \approx 38$$

5. 计算变压器二次绕组匝数

变压器二次电压 $V_S = \frac{V_o + V_D + V_L}{K} = \frac{20 + 0.4 + 0.3}{0.71}\text{V} = 29.15\text{V}$

$$N_S = \frac{V_S N_P}{V_{Bmax}} = \frac{29.15 \times 38}{322.25} = 3.44 \approx 3$$

6. 计算变压器反馈绕组匝数

$$\text{反馈绕组电压 } V_F = \frac{V_{F0} + V_{R9} + 2V_D}{K}$$

式中，V_{F0}为供应 IC_2 的电压，$V_{F0} = 15\text{V}$；V_{R9}为供电工作电流在 R_9上的压降，$V_{R9} = 0.13\text{V}$。

$$V_F = \frac{15 + 0.13 + 2 \times 0.4}{0.71}\text{V} = 22.4\text{V}$$

$$N_F = \frac{N_P V_F}{V_{Bmax}} = \frac{38 \times 22.4}{322.25} = 2.64 \approx 3$$

7. 变压器磁心气隙的计算

$$\delta = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_P^2 A_e}{L_P} = \frac{4 \times 3.14 \times 10^{-7} \times 38^2 \times 142}{0.369}\text{mm} = 0.698\text{mm}$$

7.2.7 UCC28600 电路高频变压器设计方法 2

根据电工原理：$P_o = \frac{1}{2} L_P I_{PK}^2 f \eta$

二次绕组电压：$V_S = \frac{L_P I_{PK}}{t_{on(min)}}$

两式相除得 $I_{PK}=\dfrac{2P_o}{V_{Bmax}D_{min}\eta}$

1. 计算变压器一次峰值电流和一次电感

$$I_{PK}=\frac{2P_o}{V_{Bmax}D_{min}\eta}=\frac{2\times150}{322.25\times0.353\times0.85}\text{A}=3.10\text{A}$$

$$L_P=\frac{V_{Bmin}^2 t_{on(max)}D_{min}}{P_o\eta}=\frac{162.26^2\times5.2\times0.353}{150\times0.85}\mu\text{H}=379\mu\text{H}$$

2. 计算变压器磁心气隙

$$\delta=\frac{0.4\pi L_P I_{PK}^2}{A_e\Delta B^2}=\frac{0.4\times3.14\times0.379\times3.1^2}{142\times0.21^2}\text{mm}=0.73\text{mm}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数

$$N_P=\frac{L_P I_{PK}}{\Delta B A_e}=\frac{379\times3.1}{0.21\times142}=39.4\approx39$$

4. 计算变压器二次绕组匝数和反馈绕组匝数

$$N_S=\frac{(V_o+V_D)(1-D_{min})N_P}{V_{Bmax}D_{min}}=\frac{(20+0.4)\times(1-0.353)\times39}{322.25\times0.353}=4.53\approx5$$

$$N_F=\frac{(V_{F0}+V_{R9}+2V_D)(1-D_{min})N_P}{V_{Bmax}D_{min}}=\frac{(15+0.13+2\times0.4)\times(1-0.353)\times39}{322.25\times0.353}=3.53\approx4$$

7.2.8 UCC28600 电路高频变压器设计方法 3

1. 计算变压器一次电感

$$L_P=\frac{V_{Bmax}^2 t_{on(min)}D_{min}\eta}{2P_o}=\frac{322.25^2\times3.53\times0.353\times0.85}{2\times150}\mu\text{H}=367\mu\text{H}$$

2. 计算变压器一次绕组峰值电流

$$I_{PK}=\frac{V_{Bmax}t_{on(min)}}{L_P}=\frac{322.25\times3.53}{367}\text{A}=3.1\text{A}$$

3. 计算变压器一次绕组匝数

根据输出功率选用磁心型号，与曲线相交，其交点垂直向下得到变压器热点温度如图 7-2 的虚线所示。又根据磁心热点温度垂直与曲线 5 相交，沿着水平线得出每伏电压匝数 N_{IT}如图 7-3 虚线所示，其对应值约为 0.14 匝/V，则一次绕组匝数为

$$N_P=N_{IT}V_{Bmax}\eta=0.14\times322.25\times0.85=38.35\approx38$$

4. 计算变压器磁心气隙

$$\delta=4\pi\times10^{-4}N_P I_{PK}/\Delta B=\frac{4\times3.14\times10^{-4}\times38\times3.1}{0.21}\text{mm}=0.705\text{mm}\approx0.7\text{mm}$$

5. 计算变压器二次绕组及反馈绕组匝数

$$N_S=\frac{V_S t_{on(min)}}{\Delta B A_e}=\frac{29.15\times3.53}{0.21\times142}=3.45\approx3$$

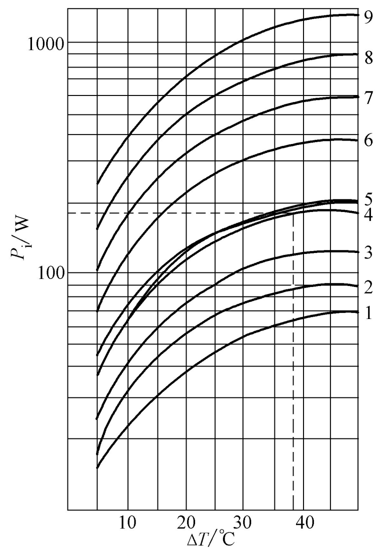


图 7-2　PQ 磁心的最大输入功率与热点温升的关系曲线（100kHz）

1—PQ 20/16，EE16　2—PQ 20/20，EE22　3—PQ 26/20，EE25　4—PQ 26/25，EE28　5—PQ 32/20，EE35
6—PQ 32/30，EE40　7—PQ 35/35，EE45　8—PQ 40/40，EE50　9—PQ 50/50，EE60

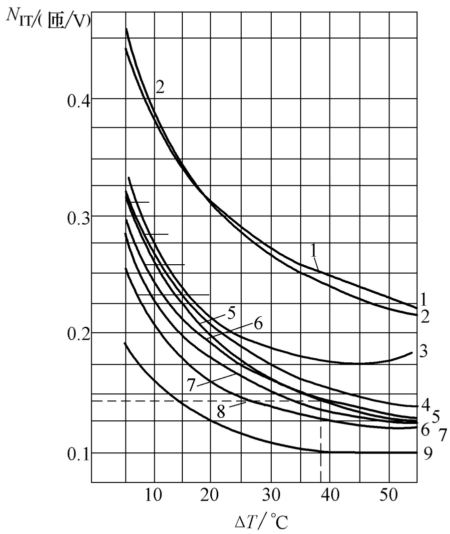


图 7-3　变压器每伏电压对应的匝数 N_{IT}与热点温升关系曲线（100kHz）

1—PQ 20/16，EE16　2—PQ 20/20，EE22　3—PQ 26/20，EE25　4—PQ 26/25，EE28　5—PQ 32/20，EE35
6—PQ 32/30，EE40　7—PQ 35/35，EE45　8—PQ 40/40，EE50　9—PQ 50/50，EE60

$$N_F = \frac{V_F t_{on(min)}}{\Delta B A_e} = \frac{22.4 \times 3.53}{0.21 \times 142} = 2.65 \approx 3$$

变压器的设计计算方法有多种，上面三种计算方法结果基本相同。

7.2.9 UCC28600 电路 PWM 的计算

1. 启动电阻 R_3 的计算

$$R_3 = \frac{V_{DC} - V_{poe}}{I_{QD}}$$

式中，V_{DC} 为 PFC 最低转换输入电压 120.2V；V_{poe} 为 IC_2 最低转换电压 10V；I_{QD} 为 UCC28600 的启动电流 55μA。

所以 $$R_3 = \frac{120.2 - 10}{55 \times 10^{-6}}\Omega = 2 \times 10^6\Omega = 2M\Omega$$

2. PWM 转换峰值电压的估算

$$V_{dsp} = V_{imax} \cdot \sqrt{2}\left(1 + \sqrt{\frac{I_{PK}D_{min}}{10L_P}}\right) = 265\sqrt{2}\left(1 + \sqrt{\frac{3.1 \times 0.353}{10 \times 0.367}}\right)V = 579.32V$$

3. 吸收电阻 R_P 理论上的计算

R_P 由 R_4、R_5 及 C_9 的容抗组成。

$$\begin{aligned} R_P &= \left(\frac{2V_{dsp}}{V_{i(min)}D_{min}} + 1\right) \cdot \frac{2\pi f L_P \times 10^{-3}}{I_i} \\ &= \left(\frac{2 \times 579.32}{120.2 \times 0.353} + 1\right) \times \frac{2 \times 3.14 \times 100 \times 10^3 \times 0.367 \times 10^{-3}}{1.088}\Omega \\ &= 5.996k\Omega \approx 6k\Omega \end{aligned}$$

R_P、C_9 的时间常数比电路的振荡周期大 2 倍左右，若工作频率为 100kHz，时间常数取 1.5 倍，则 $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100 \times 10^3 Hz} = 10\mu s$，$C_9 = \frac{1.5T}{R_P} = \frac{1.5 \times 10 \times 10^{-6}}{6 \times 10^3}F = 2.5 \times 10^{-9}F = 2.5nF$，取 2.2nF。

4. 按原理图计算的阻抗

C_9 的容抗 $X_{C9} = \frac{1}{2\pi f C_9} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 100 \times 10^3 \times 2.5 \times 10^{-9}}\Omega = 636.9\Omega$

$$R'_P = \frac{(X_{C9} + R_5)R_4}{X_{C9} + R_5 + R_4} = \frac{(636.9 + 3.6 \times 10^3) \times 100 \times 10^3}{636.9 + 3.6 \times 10^3 + 100 \times 10^3}\Omega = 4065\Omega$$

5. 限流电阻 R_9 的计算

首先计算 R_9 上的电压，$V_{R9} = \frac{V_{FO} - V_D}{0.71} = \frac{15 - 0.65}{0.71}V = 20.2V$，再将 V_{R9}转为脉动直流电压 $V_{R9}K$，$K = 0.71$，则

$$R_9 = \frac{V_{R9}K - V_{CC} - 2V_D}{I_{CC}} = \frac{20.2 \times 0.71 - 13 - 2 \times 0.6}{15 \times 10^{-3}}\Omega = 9.5\Omega，取10\Omega$$

6. 检测电阻 R_{11}的计算

PWM 转换由 IC_2 门限电压 V_{MO}决定，由 IC_2 的特性从 3 脚输入，开关管的栅极串接电阻 R_{11}，用来平衡或者是检测变压器一次绕组电流，当峰值电流超过 1.3 倍时，实施过电流保护。

$$R_{11} = \frac{V_{MO}}{1.3I_{PK}}$$

式中，V_{MO}为门限电压，根据 IC_2 查出为 0.5V。

$$R_{11}=\frac{0.5}{1.3\times 3.082}\Omega=0.125\Omega，取0.12\Omega$$

7. 恒流上偏电阻 R_{13}的计算

决定 VT_4 的恒流是它的集电极电流，I_{C4} 足够大，设为 50mA，$\beta=220$，现选用 MBT3906，$I_C=50mA$，$I_b=\frac{I_C}{\beta}=\frac{50mA}{220}=0.227mA$，则恒流源的输入电压 $V_i=V_{CC}+V_{D6}+V_{R8}=13V+0.8V+50\times10^{-3}\times22V=14.9V$。

$$R_{13}=\frac{V_i-V_{S2}}{I_b}$$

式中，V_{S2}为稳压电压，取 13V。

$$R_{13}=\frac{14.9-13}{0.227\times10^{-3}}\Omega=8370\Omega，取8.4k\Omega$$

8. 恒流下偏电阻 R_{15}的计算

$$R_{15}=\frac{V_{CC}-V_{zmax}}{I_{zmin}}$$

式中，V_{zmax}是 VS_2 的最大管压降，取 1.2V；I_{zmin}为稳压二极管的工作电流，取 2mA。

$$R_{15}=\frac{13-1.2}{2\times10^{-3}}\Omega=5.9\times10^3\Omega=5.9k\Omega，取5.6k\Omega$$

9. 过电压保护工作点设置电阻 R_7 的计算

IC_2 片内阻塞电压为2.3V，反馈绕组的线电压为15V，经 R_6、R_7 分压，有$\frac{V_FR_7}{R_6+R_7}=2.3V$

式中，片内阻塞电压便是 IC_2 的 7 脚输入过电压保护工作点；设 $R_6=200k\Omega$，则

$$\frac{15R_7}{200\times10^3+R_7}=2.3$$

得到 $R_7=36.2\times10^3\Omega=36.2k\Omega$，取 36kΩ。

7.2.10　UCC28600 电路输出控制元件的计算

1. 限流保护电阻 R_{30}的计算

设晶体管基极偏置电流为 1.5mA，V_{S2}的反向击穿电压为 17V，V_{BE}的压降为 1.2V。

$$R_{30}=\frac{V_o-V_{S4}-V_{L3}-V_{BE}}{I_b}=\frac{20-17-0.3-1.2}{1.5\times10^{-3}}\Omega=1000\Omega=1k\Omega$$

2. 光耦限流电阻 R_{31}的计算

$$R_{31}=\frac{V_o-V_{REF}-V_{LED}}{I_{F0}}$$

式中，V_{LED}为发光二极管压降，取 1.2V；I_{F0}为 IC_4 的工作电流，取 15mA。

则　$$R_{31}=\frac{20-2.5-1.2}{15\times10^{-3}}\Omega=1.09\times10^3\Omega=1.09k\Omega，取1k\Omega$$

3. 二次滤波输出电容的计算

$$C_P = \frac{10^3 \cdot 2\pi \sqrt{I_o V_{rip}}}{t_{on(max)}}$$

式中，V_{rip}为输入纹波电压，其值为输出电压的3%，$V_{rip}=20V\times3\%=0.6V$。

则 $$C_P = \frac{10^3\times2\times3.14\times\sqrt{7.5\times0.6}}{6.28\times10^{-6}}pF = 2.12\times10^9 pF = 2120\mu F$$

分别取1200μF和1000μF。

4. 脉动电压的计算

二次整流输出充电时间占全波整流时间的$\frac{1}{3}$，若频率以200Hz计算，周期$T_z=\frac{1}{f}=\frac{1}{200Hz}=5ms$，则充电时间$T_C=\frac{T_z}{3}=\frac{5}{3}ms=1.67ms$，脉动电压$V_{cr}=\frac{I_o T_C}{2\pi C_P}=\frac{7.5\times1.67\times10^{-3}}{2\times3.14\times2200\times10^{-6}}V=0.9V$

脉动电压所占输出电压的比例$K_{RD}=\frac{V_{cr}}{V_o}\times100\%=\frac{0.9}{20}\times100\%=4.5\%$

5. 采样控制电阻R_{34}、R_{35}的计算

总的反馈电流$I_F=\frac{V_{REF}}{R_{33}}=\frac{2.5V}{2\times10^3\Omega}=1.25\times10^{-3}A=1250\mu A$

$$R_{34}+R_{35}/\!/(R_{36}+X_{C29}) = \frac{V_o - V_{REF}}{I_F} = \frac{20-2.5}{1.25\times10^{-3}}\Omega = 14k\Omega$$

设$f=1kHz$，计算C_{29}的容抗：$X_{C29}=\frac{1}{2\pi f C_{29}}=\frac{1}{2\times3.14\times10^3\times10^3\times10^{-9}}\Omega=159\Omega$

令$R_{34}=11k\Omega$，$R_{36}=24k\Omega$，所以

$$\frac{R_{35}(R_{36}+X_{C29})}{R_{35}+R_{36}+X_{C29}} = 3k\Omega$$

$$\frac{R_{35}(24k\Omega+0.159k\Omega)}{R_{35}+24k\Omega+0.159k\Omega} = 3k\Omega$$

$R_{35}=3.4k\Omega$，取$3k\Omega$。

6. 电容C_{30}的估算

C_{30}决定误差放大器的瞬态频率响应时间，也影响电压调整率和负载调整率。

$$C_{30} = \frac{1}{2\pi f R_{37} K_t}$$

式中，K_t为电容充放电系数，它与电容的型号、大小和电容的材料有关，现取0.16；f为误差放大器的振荡频率，$f=1kHz$。

$$C_{30} = \frac{1}{2\times3.14\times10^3\times10^3\times0.16}F = 1\times10^{-6}F = 1\mu F$$

7. 滤波电感的估算

$$L_3 = \frac{V_S + V_D - V_o}{I_o(1-D_{on})}$$

式中，V_S 为变压器二次绕组电压 29.15V；V_D 为整流二极管压降 0.4V；D_{on}为整流二极管导通与截止时间比，$D_{on}=\frac{V_o+V_D+V_L}{V_S}=\frac{20+0.4+0.3}{29.15}=0.71$。

$$L_3=\frac{29.15+0.4-20}{7.5(1-0.71)}\mu H=4.4\mu H，取5\mu H$$

7.3 UC3842 研发实例

7.3.1 UC3842 电路应用的意义

UC3842 是国内应用比较广泛的一种电源，是尤尼创（Unitrodc）公司开发的一种新型而又经济的控制器件，它是利用固定工作频率调节占空比来控制输出电压。电路既可作正激式电源变换，也可以作反激式电源变换，制作非常容易，生产成本又比较低廉。电源可用于医疗器械、工业自动化控制、通信等各个领域。

UC3842 电源电路的一个主要优点是电压调整率和负载调整率都非常好，它的工作频率可高达 500kHz，而启动电流小于 1mA，利用高频变压器实现离线式变换，输出功率可达 65W 以上。

7.3.2 UC3842 电路的特点和结构

UC3842 采用 DIP-8 封装，它的 1 脚为误差放大器的输出端，外接阻容元件用于改善误差放大器的增益和特性；2 脚是反馈电压输入端，该脚电压与误差放大器同相端的 2.5V 基准电压进行比较，产生误差电压，从而控制脉冲宽度；3 脚为电流检测输入端，当检测电压超过 1V 时缩小脉冲宽度使电源处于间歇工作状态；4 脚为定时端，内部振荡器的工作频率由外接的阻容时间常数决定；5 脚为公共地端；6 脚为推挽输出端；7 脚为直流电源供电端，具有欠、过电压锁定功能；8 脚为 5V 基准电压输出端。UC3842 电路原理图如图 7-4 所示。

电路在启动瞬间，由供电直流高压经电阻 R_1、R_2 降压向 UC3842 提供 16V 的启动电压，电路进入工作状态后，反馈线上的高频电压经 $VD_1\sim VD_4$、C_8 整流滤波后，向 UC3842 供给工作电压。它具有频率响应速度快、消噪简便、保护灵敏等特性。

7.3.3 UC3842 电路元器件的计算

1. 工作频率的计算

$$f=\frac{K}{R_4C_6}$$

式中，K 为 RC 振荡电路介电常数，取 1.732。

$$f=\frac{1.732}{10\times10^3\times3.3\times10^{-9}}Hz=52.5kHz$$

2. 滤波电容 C_3 的计算

$$C_3=\frac{1.8\times10^6P_o2\pi(T-t_c)\times10^{-3}}{(V_{Bmax}-V_{Bmin})^2}$$

$$= \frac{1.8 \times 10^6 \times 46 \times 2 \times 3.14 \times (10-3) \times 10^{-3}}{(375-120.2)^2} \mu F$$

$$= 56.1 \mu F，取68\mu F$$

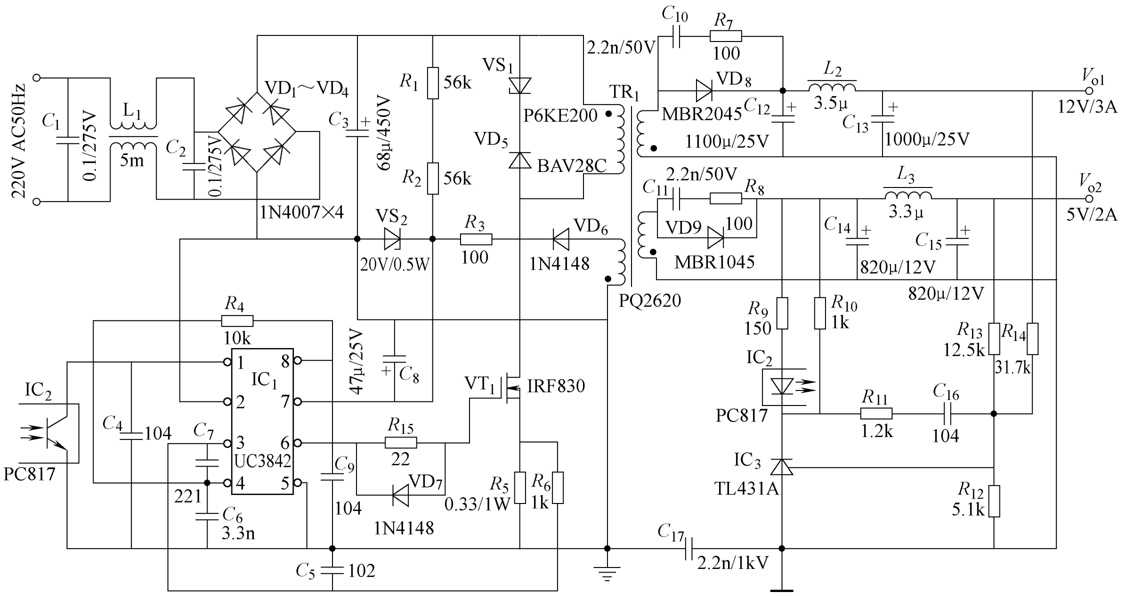


图 7-4 UC3842 电路原理图

3. 限流电阻 R_9 的计算

设光耦合器的工作电流为 15mA，发光二极管的压降为 0.3V，可得

$$R_9 = \frac{V_o - V_{IC2} - V_{REF}}{I_F} = \frac{5-0.3-2.5}{15 \times 10^{-3}} \Omega = 147\Omega，取150\Omega$$

4. 启动电阻 R_1、R_2 的计算

根据芯片 UC3842 的特点，它的启动电流为 1.2mA，最低启动电压为交流 90V，所以

$$R_1 + R_2 = \frac{\sqrt{2} V_{imin}}{I_{start}} = \frac{90 \times \sqrt{2}}{1.2 \times 10^{-3}} \Omega = 106 \times 10^3 \Omega = 106k\Omega，取112k\Omega$$

则 R_1、R_2 各为 $56k\Omega/\frac{1}{4}W$ 金属膜电阻。

5. 输出滤波电容 C_{12}、C_{13} 的计算

$$C_{12} + C_{13} = \frac{10^3 \times 2\pi \sqrt{I_o V_{rip}}}{t_{on(max)}}$$

式中，V_{rip} 为二次整流滤波的纹波电压，其值为输出电压的 3%，则有 $V_{rip} = 12V \times 3\% = 0.36V$；设二次整流的频率为 200kHz，$t_{on(max)} = \frac{D_{max}}{f} = \frac{0.628}{200 \times 10^3 Hz} = 3.14 \times 10^{-6} s$。

$$C_{12} + C_{13} = \frac{10^3 \times 2 \times 3.14 \times \sqrt{3 \times 0.36}}{3.14 \times 10^{-6}} F = 2078\mu F，取2100\mu F$$

C_{12} 取 1100μF/25V，C_{13} 取 1000μF/25V 电解电容。

6. 滤波电感 L_2 的估算

$$L_2=\frac{2\pi(V_S-V_D-V_o)}{I_{o1}t_{on}}$$

式中，D_{on}是整流二极管的输出电压与输入电压比，即二极管的导通与关断电压比，$D_{on}=\frac{V_o}{V_S+V_D}=\frac{12}{17.89+0.4}=0.656$；$t_{on}$为二极管的导通时间，$t_{on}=\frac{D_{on}}{f}=\frac{0.656}{200\times10^3\text{Hz}}=3.28\mu s$。

$$L_2=\frac{2\times3.14\times(17.89-0.4-12)}{3\times3.28}\mu H=3.5\mu H$$

7. 取样电阻 R_{13}、R_{14}的计算

总的反馈电流 $I_F=\frac{V_{REF}}{R_{12}}=\frac{2.5}{5\times10^3}A=500\times10^{-6}A=500\mu A$

两路反馈系数 $K_1=\frac{I_{o1}}{I_{o1}+I_{o2}}=\frac{3}{2+3}=0.6$，$K_2=\frac{I_{o2}}{I_{o1}+I_{o2}}=\frac{2}{2+3}=0.4$

计算各路反馈电流 $I_{F1}=K_1\cdot I_F=0.6\times500\mu A=300\mu A$，$I_{F2}=K_2\cdot I_F=0.4\times500\mu A=200\mu A$

计算 R_{13}、R_{14}的阻值 $R_{13}=\frac{V_{o2}-V_{REF}}{I_{F2}}=\frac{5-2.5}{200\times10^{-6}}\Omega=12.5k\Omega$

$$R_{14}=\frac{V_{o1}-V_{REF}}{I_{F1}}=\frac{12-2.5}{300\times10^{-6}}\Omega=31.7k\Omega$$

7.3.4 UC3842 电路高频变压器设计方法 1

输入参量：AC 85～265V，50Hz。

输出参量：$V_{o1}=12V$，$I_{o1}=3A$；$V_{o2}=5V$，$I_{o2}=2A$；$\eta=0.85$，$f=100kHz$；$P_o=I_{o1}\cdot V_{o1}+I_{o2}\cdot V_{o2}=12\times3W+5\times2W=46W$；$P_i=\frac{P_o}{\eta}=\frac{46W}{0.85}=54.12W$。

1. 计算最高、最低占空比

根据表 3-1 选定：$V_{Bmin}=138.22V$，$V_{Bmax}=281.03V$，得 $n=(V_{Bmin}-V_{DS(on)})/[(V_o+V_D)\eta]=(138.22-10)/[(12+0.4)\times0.85]=12.165$；$D_{max}=1/\left(\frac{V_{Bmin}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{138.22}{12\times12.165}+1\right)=0.514$；$D_{min}=1/\left(\frac{V_{Bmax}}{V_on}+1\right)=1/\left(\frac{281.03}{12\times12.165}+1\right)=0.342$。

2. 选用磁心

确定磁心的磁感应强度：磁心的磁感应强度（见图 3-10），在 100℃时为 350mT，在 90℃时为 360mT，磁通变化量为 60%，现以较高的温度计算，$\Delta B=350mT\times60\%=210mT$。又根据电路输入功率和工作频率选用磁心 EE28，这时的 $A_e=78mm^2$，另外也可根据经验公式计算选用磁心，$A_e=10.5\times\sqrt{P_i}=10.5\times\sqrt{54.12}mm^2=77.2mm^2$，可选用 EE28。

3. 计算变压器一次绕组匝数

只因为输入功率低于 100W，而且所用磁心的截面积较小，所以选用输入最低电压 V_{Bmin}，导通时间选大一点的。

$$N_P = \frac{V_{Bmin} t_{on(max)}}{\Delta B A_e} = \frac{138.22 \times 5.14}{0.21 \times 78} = 43.37，取43$$

计算变压器绕组每匝承受的电压 $V' = \frac{V_{Bmin}}{N_P} = \frac{138.22}{43}$V/匝 = 3.214V/匝

4. 计算变压器二次绕组匝数

计算二次绕组各组电压 V_{S1}、V_{S2}、V_F。

$$V_{S1} = \frac{V_{o1} + V_D + V_L}{K} = \frac{12 + 0.4 + 0.3}{0.71}\text{V} = 17.887\text{V}$$

$$V_{S2} = \frac{V_{o2} + V_D + V_L}{K} = \frac{5 + 0.4 + 0.3}{0.71}\text{V} = 8.028\text{V}$$

$$V_F = \frac{V_{F0} + V_D + V_{R3}}{K} = \frac{15 + 0.7 + 100 \times 10^{-3}}{0.71}\text{V} = 22.254\text{V}$$

$$N_{S1} = \frac{V_{S1}}{V'} = \frac{17.887}{3.214} = 5.57 \approx 6$$

$$N_{S2} = \frac{V_{S2}}{V'} = \frac{8.028}{3.214} = 2.5 \approx 3$$

$$N_F = \frac{V_F}{V'} = \frac{22.254}{3.214} = 6.92 \approx 7$$

5. 计算变压器输入有效电流和最大电流

$$I_P = \frac{P_i}{V_{Bmin}} = \frac{54.12}{138.22}\text{A} = 0.3915\text{A}$$

$$I_{PM} = \frac{I_P}{D_{min}} = \frac{0.3915}{0.342}\text{A} = 1.145\text{A}$$

6. 计算变压器一次绕组电感

$$L_P = \frac{V_{Bmin} t_{on(max)}}{I_{PM}} = \frac{138.22 \times 5.14 \times 10^{-6}}{1.145}\text{H} = 0.62\text{mH}$$

7. 计算磁心气隙

$$\delta = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times N_P^2 A_e}{L_P} = \frac{4 \times 3.14 \times 10^{-7} \times 43^2 \times 78}{0.62}\text{mm} = 0.292\text{mm} \approx 0.3\text{mm}$$

8. 计算变压器二次绕组线径

$$S_{S1} = \frac{K I_{o1}}{j} \qquad S_{S2} = \frac{K I_{o2}}{j}$$

式中，K 为变压器电流耦合系数，取 1.2；j 为导线电流密度，3 ~ 5A/mm^2，取 5A/mm^2。

$$S_{S1} = \frac{1.2 \times 3}{5}\text{mm}^2 = 0.72\text{mm}^2 \qquad S_{S2} = \frac{1.2 \times 2}{5}\text{mm}^2 = 0.48\text{mm}^2$$

导线的直径为

$$D_{S1} = \sqrt{\frac{4S_{S1}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.72}{3.14}}\text{mm} = 0.958\text{mm} \qquad D_{S2} = \sqrt{\frac{4S_{S2}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.48}{3.14}}\text{mm} = 0.782\text{mm}$$

7.3.5 UC3842 电路高频变压器设计方法 2

1. 计算变压器输入一次绕组的峰值电流

$$I_{PM}=\frac{2P_o}{V_{Bmax}D_{min}\eta}=\frac{2\times46}{281.03\times0.342\times0.85}A=1.126A$$

2. 计算变压器一次电感

$$L_P=\frac{V_{Bmin}^2t_{on(max)}D_{min}\eta}{P_o}=\frac{138.22^2\times5.14\times0.342\times0.85}{46}\mu H=621\mu H$$

3. 计算变压器磁心气隙

$$\delta=\frac{0.4\pi L_P I_{PM}^2}{A_e\Delta B^2}=\frac{0.4\times3.14\times0.621\times1.126^2}{78\times0.21^2}mm=0.287mm\approx0.29mm$$

4. 计算变压器一次绕组匝数

$$N_P=\frac{L_P I_{PM}}{\Delta BA_e\times10^{-3}}=\frac{0.621\times1.126}{0.21\times78\times10^{-3}}=42.7\approx43$$

5. 计算变压器二次绕组匝数

$$N_{S1}=\frac{(V_{o1}+V_D)(1-D_{min})N_P}{V_{Bmin}D_{min}}=\frac{(12+0.4)\times(1-0.342)\times43}{138.22\times0.342}=7.4\approx7$$

$$N_{S2}=\frac{(V_{o2}+V_D)(1-D_{min})N_P}{V_{Bmin}D_{min}}=\frac{(5+0.4)\times(1-0.342)\times43}{138.22\times0.342}=3.23\approx3$$

$$N_F=\frac{(V_F+V_D+V_{R3})(1-D_{min})N_P}{V_{Bmin}D_{min}}=\frac{(15+0.7+0.1)\times(1-0.342)\times43}{138.22\times0.342}=9.457\approx9$$

7.3.6 UC3842 电路高频变压器设计方法 3

1. 计算变压器一次电感

$$L_P=\frac{\eta^3V_{Bmax}^2t_{on(min)}D_{min}}{2P_o}=\frac{0.85^3\times281.22^2\times3.42\times0.342}{2\times46}\mu H=617\mu H$$

2. 计算变压器一次峰值电流

$$I_{PM}=\frac{V_{Bmin}t_{on(max)}}{L_P}=\frac{138.22\times5.14}{617}A=1.15A$$

3. 计算变压器一次绕组匝数

$$N_P=L_PD_{min}\times10^2/(0.4\pi I_P)=0.617\times0.342\times10^2/(0.4\times3.14\times0.3915)$$
$$=42.9\approx43$$

4. 计算变压器二次绕组匝数

$$N_{S1}=\frac{V_{S1}t_{on(max)}}{\Delta BA_e}=\frac{17.887\times5.14}{0.21\times78}=5.61\approx6$$

$$N_{S2}=\frac{V_{S2}t_{on(max)}}{\Delta BA_e}=\frac{8.028\times5.14}{0.21\times78}=2.52\approx3$$

$$N_F=\frac{V_Ft_{on(max)}}{\Delta BA_e}=\frac{22.254\times5.14}{0.21\times78}=6.98\approx7$$

5. 计算变压器磁心气隙

$$\delta=\frac{4\pi\times10^{-4}\cdot N_{\mathrm{P}}I_{\mathrm{PM}}}{\Delta B}=\frac{4\times3.14\times10^{-4}\times43\times1.15}{0.21}\mathrm{mm}=0.3\mathrm{mm}$$

高频变压器的设计计算方法有多种，上述三种计算方法结果基本相同，对于半桥式、桥式、推挽式也是一样，但对于选择磁心和磁心的磁感应强度各有所不同，要灵活选用各种参数，通过实践求得好的结果。

7.4 PCB 的设计

7.4.1 PCB 的布局、布线要求

串音是很多电子设备发生的一种干扰信号，它常常发生在 PCB 中布线及电线、电缆间的导线互容互感里面，是印制电路板中存在的最难克服的问题。在解决 EMI 问题时，首先应知道是传导干扰、辐射干扰还是串音干扰。若 PCB 中的一条带状线载有控制和逻辑电平，另一条带状线载有低电平信号，在平行布线长度超过 10cm 时，将会产生串音干扰。如果长长的电缆载有串行或并行的高速运行数字信号或遥控信号，就会出现串音干扰，这是因为电线和电缆之间存在电场（互容）、磁场（互感）的作用。

带状线是什么？带状线就是出现干扰、发生串音的频率，是由电场、磁场耦合产生的。PCB 的带状线、电缆线中的导体靠近平行电线时，串音就会发生。首先确定电场耦合（互容）和磁场耦合（互感）中哪种耦合是主要的，应该由电路阻抗、工作频率和磁场强度来决定。这个方法很简单：当电源和接收器的阻抗（Ω）的乘积大于 1000^2 时，主要是电场耦合；电源和接收器的阻抗（Ω）的乘积在 $300^2\sim1000^2$ 之间时，磁场耦合或电场耦合都有可能是主要耦合，这时取决于电路间的配置和频率。

然而，这个方法并不适用于所有的情况，如在地极上 PCB 带状线之间的串音，因为这时 PCB 带状线的特性阻抗、负载阻抗及电源阻抗可能为正常标准状态，串音很可能是以电场耦合（互容）为主。如果这时接收器采用屏蔽电缆并在屏蔽层的两端接地，则磁场耦合是主要的。低频时，呈现较低的电路阻抗，电场耦合是主要的。只有找出耦合的对象，抑制产生耦合的通道，才能使耦合的能量衰减或耗散。

PCB 的电磁辐射跟其他电气设备一样，也有差模辐射和共模辐射两种基本类型。差模辐射的特点取决于闭合回路的电流特性；共模辐射是由对地干扰噪声电压引起的。PCB 并不是单根线而是多根线，它们的电流不相等，所以不能简单地考虑只是差模辐射的作用，必须考虑所有电流的作用。由于差模电流是相减的，共模辐射电流是相加的，所以分析辐射时，即使共模电流比差模电流小很多，也会产生一定程度的电场辐射。

按电磁理论，电磁辐射主要对周围电子设备构成窄带与宽带干扰。另外，还有元器件泄漏问题，它也是产生辐射源的一个散点。不过，PCB 的结构形式是激励电磁辐射的主要因素。PCB 的结构不同，辐射程度也不一样，像地线走向、回路面积大小、传送带长度、元器件的布局、电路板的走线等都将影响辐射程度。其次，还有激励因素的影响，如脉冲宽度、幅值大小、周期长短、频率高低等也是影响辐射程度的重要因素。弄清楚 PCB 的布局设计直接关系到整机电磁辐射的强弱。抑制或降低电磁辐射的水平，必须从 PCB 的设计布

局优化着手，重点注意走线的方式。

PCB 的辐射不可能简单地用计算的方法和测试的方法来解决。由于 PCB 的结构形式和激励参数的不同，用一种模型分析并得到解决是不可能的。对一块 PCB 来说，众多的走线和回路是产生辐射的发源地。整体来说，辐射量的大小是各个回路元器件辐射量的叠加，它由频率、激励强度、辐射面积等因素决定。PCB 的辐射强度与布线结构的合理性有决定性的作用，是关键所在。

目前消除辐射干扰最有效的方法是屏蔽，屏蔽噪声源以及与噪声源相关的元器件能收到立竿见影的效果。此外，通过电路设计来改变、提高抗干扰的能力也是重要的一环。

7.4.2　PCB 的设计过程

随着高密度单芯片、高密度连接器、微孔内建技术及 3D 板在 PCB 设计中的应用，PCB 的布局、布线已经越来越一体化了，并在设计过程中应用得越来越广泛。现在自动布局、自动布线的软件技术已高度一体化。利用这类软件能在较短时间内设计出品质优良的具有抗电磁辐射、抑制射频干扰的 PCB。采用自由布线的方式，可在有效的面积和很小的空间内“吞并”所有的高密度器件和连线。

PCB 的组件布局和接线连接方法的正确与否，是决定电子设备性能质量的首要问题。一个电子设备的原理图、一种类型的电子元器件，在不同的 PCB 设计中，其结果相差甚远，严重的甚至不能运行。因此应把 PCB 的组件布局、走线方式和工艺结构这三大要素综合起来考虑，使生产安装、调试检修、产品质量都得到最佳效果。

获得最佳效果没有统一模式，只有设计 PCB 的一般原则，必须在一般原则指导下精心设计。设计出良好的电路设备，设计出可靠的 PCB 地总线，具有很强的抗干扰能力，具有相当高的绝缘强度和耐高压冲击能力，这是设计 PCB 的总体要求。各种电路有各种不同的要求。在设计模拟电路时，由于有放大电路存在，PCB 布线不允许产生噪声信号而引起输出信号失真；在设计数字电路时，由于 TTL 噪声容阻的制约，要求 PCB 具有较强的抗干扰能力。总之，电路不一样，对 PCB 的要求也不一样。目前，许多生产厂商和研发机构都是采用人工手动布线，极为耗时，又不合时宜。现在要求自动布线的人越来越多，以快速响应市场对产品的新要求。

所有的电子设备对电磁兼容性（EMC）、电磁干扰（EMI）、串扰、信号延迟的要求越来越严格。几年前，一般要求电路板有 60 对差分布线就不错了，而现在则要求有 600 对差分布线。在比较短的时间内依赖手动布线实现 600 对差分布线是不可能完成的，因此，自动布线软件对于高密度元器件在极小空间内布局极细的连线是非要不可了。

（1）自由角度布线的可行性

随着单片集成控制芯片的功能越来越多，芯片引脚的数目也不断增加，但芯片的尺寸并未增加，这样引脚间的距离越来越小了，由此使绝缘阻抗受到了限制，布线的线宽更细了。电子元器件的体积越来越小，这意味着布线的空间面积也要缩小。

当代电子工业飞速发展，电子元器件集成化程度越来越高，引脚交错繁多，即使采用 45°布线工具也无法进行自动布线，这是因为不能最大程度地提高布线密度。运用 Pull Tight 绘图软件，可使焊盘在布线后自动缩小，降低在电路板上所占用的面积，缩小线径，以适应空间大小的需要，有助于避免串音干扰的产生。

（2）高密度元器件布线的可行性

最新的高密度系统芯片采用 BGA 或 COB 封装，引脚距离日益减小，使得封装器件信号线不可能采用传统工具软件来进行布线。对于这种高密度元器件，可通过球下面的孔将信号线从下层引出；对细小的导线线条进行自由角度转换，自由角度布线在球栅阵列中找出一条引线通道。对于这种高密度元器件，只有采用宽度和极小空间相适配的布线方式，才是一种可行的方法，只有这样才能绘制出较高质量的 PCB。

自由转换的布线方法可以减少布线层数，这就是说可以增加一些接地层和电源层来提高产品的 EMC 和信号输入、输出的能力。一台性能优良的电子设备，除了选用质量高的元器件外，PCB 的组件布局和电路走向以及正确的结构设计也是决定电子设备可靠性的关键性因素。对于同一个电子电路和相同的电路参数，由于元器件的布局设计和走线方式的不同，就会产生不同的结果，差异是很大的。因此，要把正确设计 PCB 元器件布局结构和正确选取布线方法以及整体电子设备的制造工艺结构 3 个方面联合起来进行设计。合理的工艺结构可消除因布线不当而产生的噪声干扰，同时也便于生产、安装、调试与检修。

在进行 PCB 设计时，必须遵守 PCB 设计的一般原则，并符合抗干扰的要求。要使电子电路获得最佳的电气技术性能，元器件的布局及电路的布设是非常重要的。每一种电子设备的结构必须根据具体要求、技术指标、电气性能、结构特点、面板布局等，采取相应的设计方案，并对几种可行方案进行比较、选择、反复修改。

7.4.3 PCB 的设计原则

对 PCB 总的要求是质量好、散热效果好、绝缘强度高、机械强度高。造价低的 PCB 的板面尺寸不能小；过大的 PCB 走线长，阻抗增加，抗噪声干扰、电磁干扰能力下降。电路板的最佳形状是矩形，长宽比为 4∶3 或 3∶2。电路板面尺寸大的，应在长度方向的两边用金属长条加固，以增大机械强度。一般电路板的大小是根据用户要求和设备的空间来确定的。确定了 PCB 的大小以后，再根据电路原理图的工作原理对元器件进行布局。布局的原则如下：

1）易发热的元器件、易产生干扰的元器件尽量靠近电路板的上方边缘，如交流滤波电容、变压器、大电流整流二极管等。各发热元器件要留有一定的散热空间，不妨碍散热片的拆装。

2）信号传送元器件应远离大电流、高电压，避免对信号电流的影响。如开关电源的反馈控制信号、脉宽调制信号、CPU 输出信号、逻辑控制信号等应远离电磁场，防止受到干扰。

3）高频元器件应远离输入、输出组件，高频电路周围的元器件要紧靠高频元器件，它们之间的距离要短。对高频元器件要进行良好的屏蔽，设法减小它们之间的分布参数和相互间的电磁干扰。

4）带有高电位的元器件之间要有一定的距离，以免元器件放电发生意外短路。高压元器件应布局在远离维修、调制的地方，这对调试、维修安全有利。

5）各个功能回路的元器件应按原理图的信号流向布局，不但使各个元器件之间的距离短，而且使信号传递方向保持一致。

6）对于比较笨重的元器件和工作时易发热的元器件，在设计布局元器件时应考虑固定

支架的空间和需要接地的焊盘。如热敏电阻、功率开关管、整流二极管等应该用支架固定，加强散热。布局在电路边缘的元器件最少离电路边缘 2mm，否则电路板上的元器件会妨碍电路板放入设备盒子里，不但影响整体美观，而且不利于批量生产。

对电路的布线要求是比较严格的。印制电路板应遵守以下布线原则：

1）为了避免线间电容产生而使电路发生反馈耦合和电磁振荡，在布线时应尽量避免相邻的线平行排列，平行走线的最大长度小于 3cm。

2）为了避免高频回路对整个电路的影响，两条线不能成直角交叉；线的拐弯处不能弯成直角，拐弯处应以圆弧形为好或成 45°的拐角。

3）印制电路板的地线和电源输出线应尽可能采用较宽的线。开关电源二次侧整流输出线不但要用宽线，还应在铜箔板上加入焊锡，增加导线的导电面积。除此以外，应避免使用大面积铜箔，否则长时间流进大块面积的电流会使铜箔在涡流影响下受热膨胀而脱离电路板。像地线一样，若非要设计大面积铜箔不可，这时可以使用栅格状电路块以利于散热，防止涡流产生。

4）PCB 导线的宽窄是由流过元器件间的电流大小决定的。当铜箔厚度为 0.05mm、线宽为 1.5mm 时，通过 1.5A 的电流，电路板表面温度不会高出周围环境 2℃。设计电源进线线宽时，1.5mm 的线宽就可以满足需要。计算机主控板、数字电路的走线宽度一般只要 0.02～0.3mm 就可以了。最近高密度的芯片引脚距离很小，无论如何都要保证线间绝缘电阻，线间耐高压的档次决定于线间距离的大小。开关电源输入线的相线与中线间应有 3.5mm 的蠕动距离；电源地与输出地、变压器的一次侧与二次侧间的距离要大于 8mm 的蠕动距离，否则难以达到欧美标准。

7.4.4 PCB 的布线技巧

完成一块质量好、布局美观的 PCB 不是一件容易的事，特别是对那些结构复杂、智能的工业计算机、模拟机器人，一块 PCB 的走线可以说是“纵横交错”、“千头万绪”。如果靠人工操作，工作量之大、要求之高是不言而喻的。如果掌握了布局、布线技巧，精心设计，认真绘图，就可避免布线不合理、布局不合适的情况出现。只要遵守布线原则，了解布局方案，就可以避免走弯路、重复劳动。PCB 设计布线的技巧归纳起来有以下几条：

1）根据原理图选择合适的元器件。对电阻、电容、电感、二极管、开关管、集成电路、光耦合器等各种元器件的规格、尺寸、特性等要全面了解；确定了各个元器件布局到电路板上的大概位置、方向后进行“定点”，尤其应注意个别元器件的长距离拖线的走向。

2）深入分析各个元器件连线距离的长短以及走线的通畅程度，不能“无路可走”，也不能“上下十八弯”，要走“捷径”，少搞或不搞“飞线”。高阻抗走线尽量短，低阻抗走线可以长一点。电源线、地线以及晶体管的基极走线、发射极的引线都属于低阻抗走线。开关电源印制电路板不允许有十字交叉线。对那些可能出现交叉线的板面，单层电路板要“绕着走”，双层电路板可以采取“钻着走”，也可以从电阻、电容的跨裆“钻”过去，避免走远路。

3）对于 PCB 的地线要认真布局，尤其是高频接地的要求更为严格，不可以随便接地。高频电路常采用地线包围式方法，有利于加强对高频信号的屏蔽作用。一般地线应遵循高频—中频—低频，从弱电到强电的顺序。宁可元器件的引线长一点，挨着地线固定元器件，

千万不可将地线拖到元器件旁边。有些绘图人员为了方便，将地线从另一方远远拉到这里。表面上看起来这个回路元器件在一起，它们之间的距离短，但是长长的地线往往会引起强烈的自激干扰。如单片开关电源常采用“一点接地”的方法，就是为了防止出现自激干扰。

4）对于那些高频高速运作的电子设备（如大型计算器），为了减小分布电容和导线电感，在电路板的一面横向布线，在另一面纵向布线，然后利用导通孔将板的两面需要连接的线连起来，组成一块完整而又十分复杂的电路板。这种走线布局称为“#”形网状布线。“#”形网状布线是现代集成电路所采用的新技术，它具有空间利用率高、元器件便于布局、机动性强等优点，最主要的优点是高频信号通过印制导线时所产生的电磁辐射和射频干扰由所布的导线得到有效抑制。但是要注意的是，高频信号的地线与 PCB 的地线之间的距离越近越好，驱动器应紧挨着驱动总线，总线走向应挨着连接器。如时钟信号发生器的引线最容易产生电磁辐射干扰，它就应该与地线靠近，引线越短越好。

7.4.5 元器件放置注意事项

PCB 绘制工作完成以后，下一步就要准备元器件焊接组装了。在前面已对元器件的布局原则作了介绍，但对元器件放置时的一些具体问题未能讲清楚。元器件放置的总体要求是：排列、分布合理、均匀、美观，结构严谨有序。

放置电阻、二极管时，根据空间大小有平放和竖放两种。平放时根据不同功率，焊盘间距离不等，一般为 8～10mm；平放二极管时一般为 8mm。电路中元器件较多，电路板的位置相对较小时，可采用竖放，两只焊盘的最短距离为 2.5mm，否则电路板的耐压强度不好。不管是平放还是竖放，应注意元器件之间保持一定的间隔，更不能使元器件的焊脚太长，互相碰撞。高频变压器应放置在电路板边缘的右上方，要求有一定的散热空间，而且不允许电磁场辐射到周围元器件上。高频变压器的“脚跟”要紧贴电路板，不允许有一丝晃动，焊盘焊点要大，而且还要求便于拆装。在开关电源电路中，很少用到电位器，但充电器、调压器中却常常用到电位器。放置电位器时注意，顺时针调节时输出电流或电压升高，逆时针旋转时输出电流或电压降低。应该将电位器放置在电路板的边缘，旋转柄朝外，便于调节。放置集成电路时，注意集成电路的脚位。集成电路的壳体与电路板焊脚脚位是反向的，在设计电路板时要小心。还要看到集成电路 1 脚起点位置，搞清楚引脚排列顺序，脚间走线距离要合适。开关功率管和输出整流二极管都是散热器件，除了知道元器件板面的方向外，还要有足够的散热空间。如果元器件之间的距离小了，到后来再为开关管和整流二极管加散热片时，空间就显得很紧张了。

PCB 的焊盘过孔要与元器件的引线相配并且稍大一些；电路板的走线少用或不要跳线。跳线多了不但使安装工艺、过程麻烦，还会造成电路板由于焊盘多而拥挤，占用走线的有效面积，增加了线间电容，产生噪声干扰源。

7.5 如何把原理图转换为 PCB 图

现代电子工业的发展变化日新月异，大规模、超大规模集成电路日趋复杂，传统的手工设计制作电路板的方法已经不能适应生产的需要，而且很容易出差错，在这里向广大读者介绍如何将原理图自动地转换成 PCB 图。依靠 Protel 99 的编辑功能、强大的自动化设计能力，

运用极丰富的元件库，可快速有效地绘制原理图，并将原理图转换成 PCB 图。

7.5.1　元件属性的设置

电气原理图是转换 PCB 图的依据，设计好原理图非常重要。

首先将所有元件按图调整好元件位置，然后对各个元件的属性逐一进行编辑。元件的属性包括序号、封装形式、引脚号定义等，下面对图 7-5 的元件属性进行编辑。用鼠标左键双击元件 DS80C 320MCG，弹出图 7-6 所示对话框。

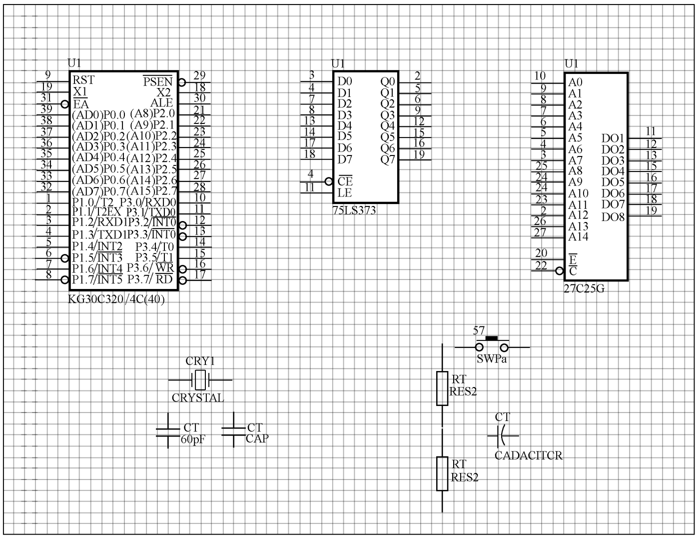


图 7-5　元件位置调整后的结果

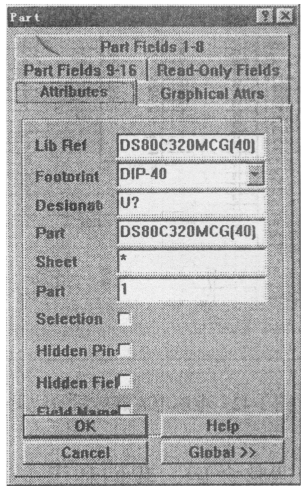


图 7-6　元件属性编辑对话框

在图框里设置元件各种属性：

1）Lib Ref：元件库的型号，不允许修改。

2）Footprint：元件封装形式，写入“DIP-40”。

3）Designator：元件序号，写入“U1”。

4）Part Type：元件型号，写入“DS80C320 MCG”。

5）Sheet：图纸号，暂不填。

6）Part：功能块序号，此项用于多个相同功能块，而对其元件无效。

设置结束后，单击“OK”按钮即可。

按照上述方法对图 7-5 所有元件进行编辑。这里我们将主要元件的序号、型号、封装形式设定如下：

1）普通电容 1：C_1、60pF、RAD0. 2。

2）普通电容 2：C_2、60pF、RAD0. 2。

3）电解电容：C_3、22μF、RB. 2/. 4（PCB 库里还有 . 3/. 6，. 4/. 18，. 5/. 10）。

4）整流二极管：DIODE0. 4 ~0. 7。

5）控制 IC：DIP4、8、14、16、18、20、22、24、28、32、40、48、52、64 等。

6）晶振：CRY1、18、723MHz、XTL-1。

7）电阻 1：R_1、200、AXIAL 0. 4。

8）电阻2：R_2、1K、AXIAL 0.4。

9）复位键：S1、SW-PB、RAD0.4。

10）单片机 DS80C320MCG（40）：U_1、DS80C320、DIP-40。

11）地址锁存器 74LS373：U_2、74LS373、DIP-20。

12）程序存储器 27C256：U_3、27C256、DIP-28。

7.5.2 电路布线

1）单击工具栏 Wring Tools 绘制导线按钮，执行绘制导线命令后，出现十字光标，将光标移到电容 C_1 后，出现带黑点的十字形，如图 7-7 所示。注意，导线的起始点一定要设置在元件引脚上并出现一个黑点，表示电气已连接上，所有与元件建模的连线都要出现这一黑点。

2）制作电路的 I/O 端口。在图 7-5 的基础上，对单片机 80C320 的串行接口（3、4 脚）制作 I/O 端口。单击原理图上的工具栏绘制端口按钮，然后拖动鼠标到达适当位置后，单击鼠标左键即可确定 I/O 端口，如图 7-8 所示。

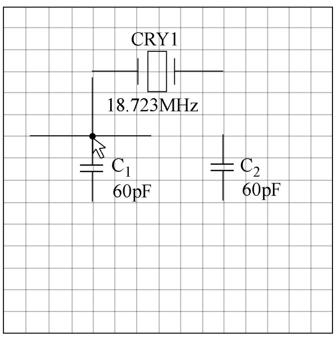


图 7-7 确定导线起始点

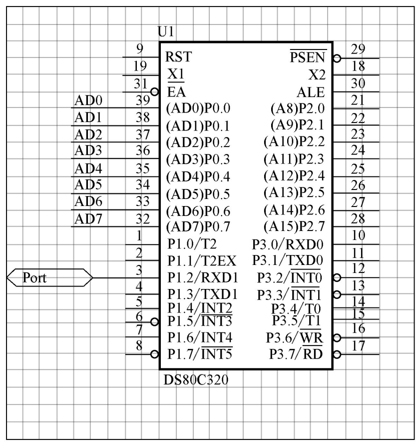


图 7-8 确定 I/O 端口

7.5.3 由原理图生成网络表

在制作电路之前，我们必须有电路原理图和网络表，将以图 7-9 制作一块单面 PCB，所有的元件按前面所讲的编辑元件属性。再来规划 PCB，根据原理图规划电路的大小，特别要留心层面的颜色要设定好。

在原理图编辑器中执行命令 Design/Update 出现图 7-10 所示对话框，对话框中各选项说明如下：

1）Connectivity：连通性。用于选择原理图内部网络连接方式，共有 Net Labels and Ports Global、Only Ports Global 和 Sheet Symbol/Port Connections 等 3 种选择，默认为 Sheet Symbol/Port Connections。

2）Append sheet numbers to local net name：将原理图编号附加到网络名称上，状态为未选中。

3）Update Component footprint：更新元件封装号，状态为选中。

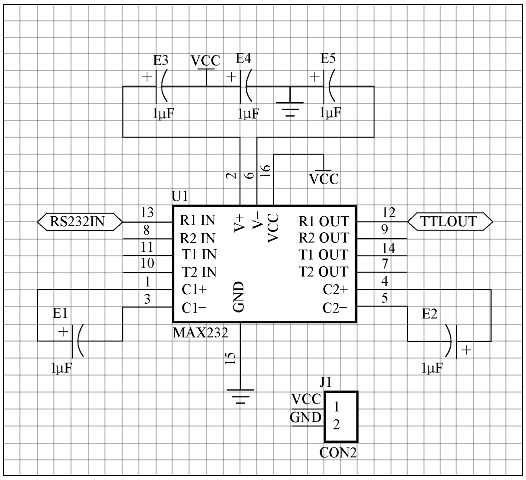


图 7-9　电平转换电路原理图

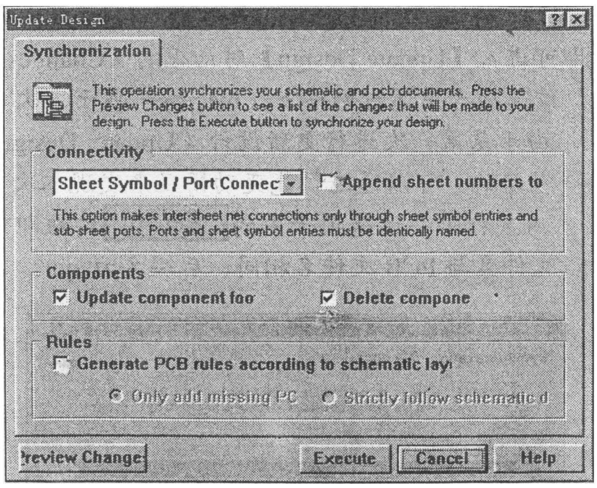


图 7-10　“Update Design”对话框

4）Delete Component if not in netlist：删除没有连线的元件，状态为选中。

5）Generate PCB rules according to schematic layout：根据原理图设计生成 PCB 布线，状态为未选中。

按“Preview Change”按钮后，显示设计中所有元件的连接、封装是否有误，更改所出现的错误。

单击“Execute”按钮，就会出现元件装入网络表和元件进入 PCB，如图 7-11 所示。

7.5.4　元件自动布局

1）在 PCB 编辑中执行命令 Tools/Auto Place 后，出现如图 7-12 所示的元件自动布局对话框。Cluster Placer：组成布局方式，适用元件较少电路，状态为选中，其他两项不勾选。

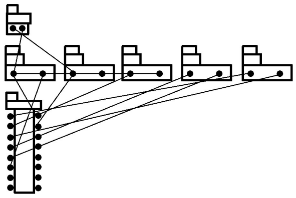


图 7-11 装入网络表和元件后的 PCB 图

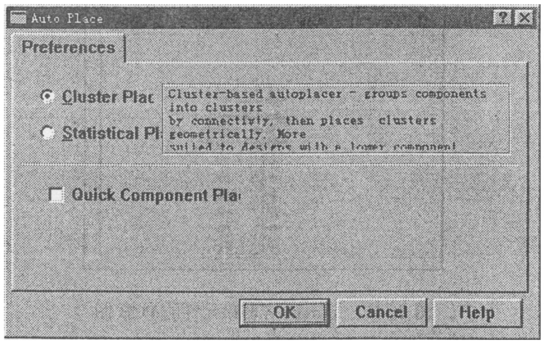


图 7-12 元件自动布局对话框

2）用鼠标选中 Statistical Placer，出现图 7-13 所示对话框。选中 Statistical Placer，在“Group…”栏填“VCC”，在“Rotate…”栏填“GND”，最后单击“OK”按钮。

3）关闭自动布局窗口，此时出现图 7-14 所示对话框，然后单击“是（Y）”按钮出现图 7-15 所示 PCB。图 7-15 出现后，调整各元件的位置，还要进行 PCB 板框修改，每个元件连线不能交叉。最终结果如图 7-16 所示。

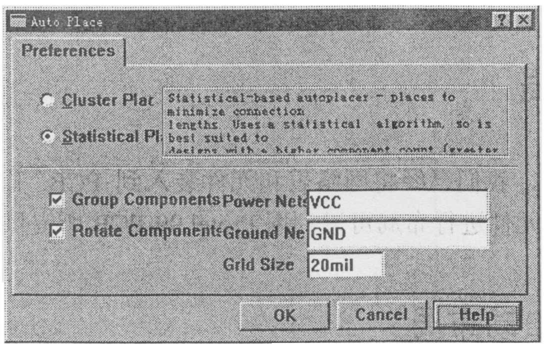


图 7-13 统计布局方式下的元件自动布局对话框

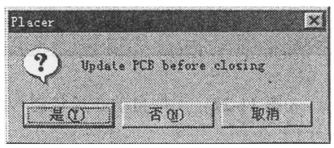


图 7-14 提示对话框

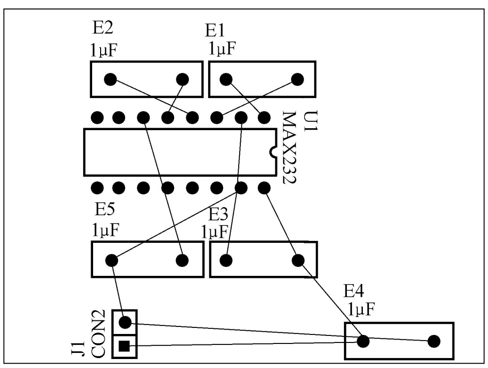


图 7-15 元件自动布局后的 PCB 图

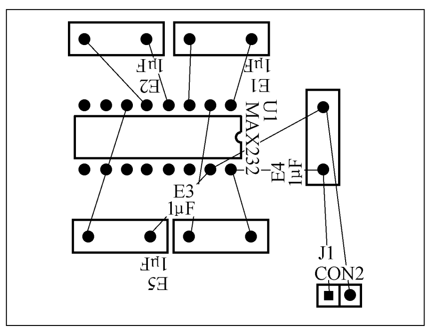


图 7-16 元件布局的最终结果

7.6 如何快速有效地制作 PCB

制作 PCB 到专门生产少则 5 天，多到 10 天，而且一次要做 80 ~ 100 块，少了，生产 PCB 的厂家不收单，这样，不但是花钱费时，还耽误了研发生产。

手工制作 PCB 有多种方法，这里介绍一种比较简便经济的方法：用感光板制作 PCB。

用感光板所制作的电路板线条精细、成功率高，是目前手工制作电路板最佳方法，操作步骤如下：

1）画图：用 Protel 绘图软件在计算机中画出 PCB 电路图，也可用 Photoshop、AutoCAD 等软件画图。

2）打印：取一张硫酸纸也叫菲林纸，通过激光打印机将 PCB 图打印在硫酸纸上，如图 7-17 所示，仔细检查打印在硫酸纸上图片的线条，如果发现有线条不完整、或断裂、或黑色不够的地方，则立即用黑色水性笔将其修正。

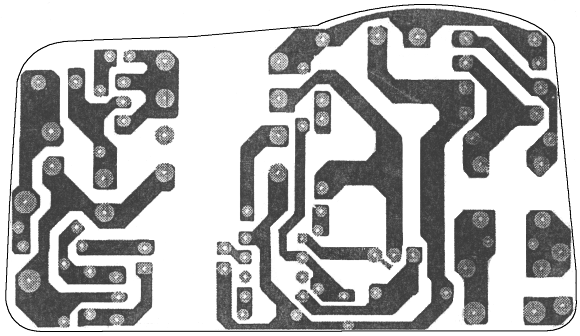


图 7-17 打印在硫酸纸上的 PCB 图

3）取材：将一块稍大于 PCB 图尺寸的感光板用钢锯或尖锐割刀裁剪出来，要注意的是，要用黑色布把感光板包装严实，千万不可透光，否则显影效果不是很完美。

4）曝光：找一个小型塑料桶，尺寸如图 7-18 所示，把硫酸纸打印好的 PCB 图放到玻璃板上，注意打印面面向灯光，打印纸的上面放感光板，感光板的上面再压一块 3.5mm 厚的玻璃，使感光板全部将 PCB 图遮盖，然后开启电源开关，10min 后，关掉开关，拿出感光板。

5）显影：找一个小型塑料盒，倒入 300mL 自来水，拿一包 20g 的显影剂倒入塑料盒里，用筷子在水中不停地搅拌，待显影剂颗粒全部溶解后，这时快速撕开感光板上面的一层塑料遮光薄膜，将感光板放入塑料盒里，用筷子不停地搅动感光板，仔细察看到绿色油墨慢慢溶解，黑色的铜箔条纹显露出来，在 5min 左右，所画的 PCB 全部清晰可见，取出敷铜板。

6）PCB 腐蚀：用三氯化铁和水以 1:2 的重量比在 80℃的温度下放入刚显影好 PCB 的塑料盒中。为了加快腐蚀的速度可用 35W 电吹风机对塑料盒里的 PCB 进行吹风，1h 左右一块线条清晰的 PCB 腐蚀完成。

7）钻孔：钻孔是制作 PCB 的最后一道工序。用一台小型的钻床，最小的钻头为

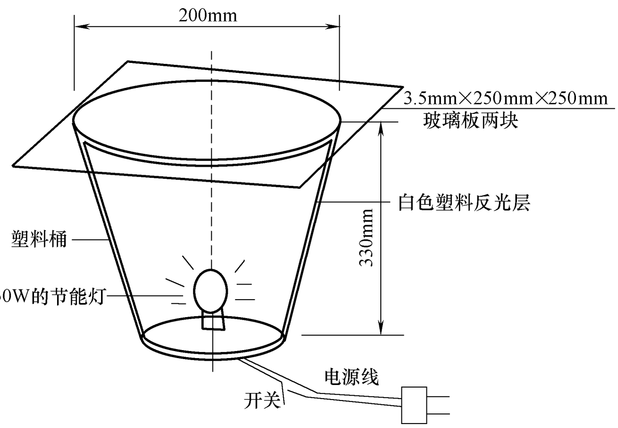


图 7-18 曝光塑料桶

ϕ0.5mm，最大为 ϕ3.2mm，一般元件用 ϕ0.8mm。钻孔时用力不能太大，否则 PCB 的反面会出裂崩，全部钻完后，用砂纸在板的背面轻砂一下，这样板面光亮，插入元器件方便。如果有条件，可在每个孔的周围涂一圈阻焊漆，防上焊接元器件时焊锡向孔的周围扩散。

8）PCB 涂阻焊漆：在已做好的 PCB 上涂一层比较薄而又均匀的阻焊漆，然后将印好 PCB 图案的硫酸纸（也叫菲林纸）对准已腐蚀好的 PCB，用紫外光照射 5min，经过紫外线显影，去掉了已钻孔周围的阻焊漆，再用 100℃烘烤固化，整个 PCB 就全部制作完成了。



地址：北京市百万庄大街22号
邮政编码：100037
电话服务
服务咨询热线：010-88361066
读者购书热线：010-68326294
010-88379203
网络服务
机工官网：www.cmpbook.com
机工官博：weibo.com/cmp1952
金书网：www.golden-book.com
教育服务网：www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

机械工业出版社微信公众号

上架指导 工业技术／电工技术

ISBN 978-7-111-49915-2

策划编辑◎**闫洪庆**／封面设计◎**陈沛**

ISBN 978-7-111-49915-2

9 787111 499152 >

定价：68.00元